radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Ein kombinierter Rechteckwellengenerator für 20 Hz ··· 250 kHz

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JUNI 1963

11

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28-31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

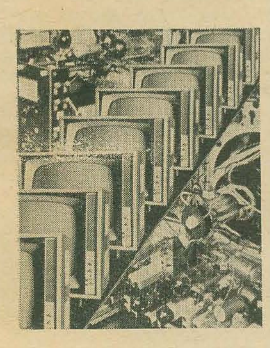
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag

Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

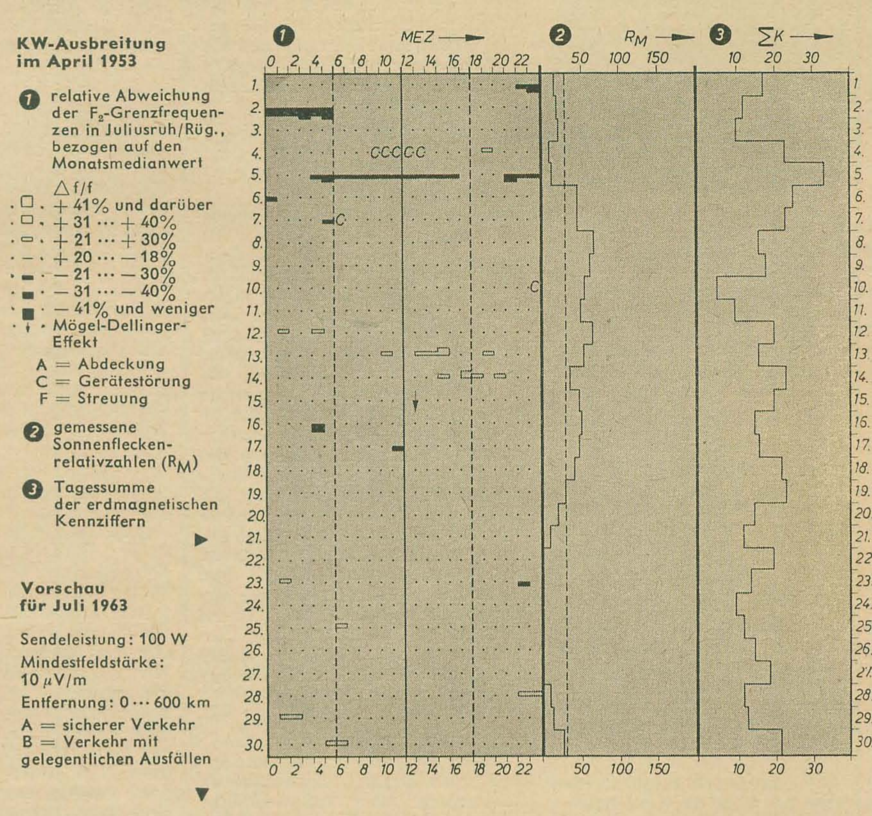


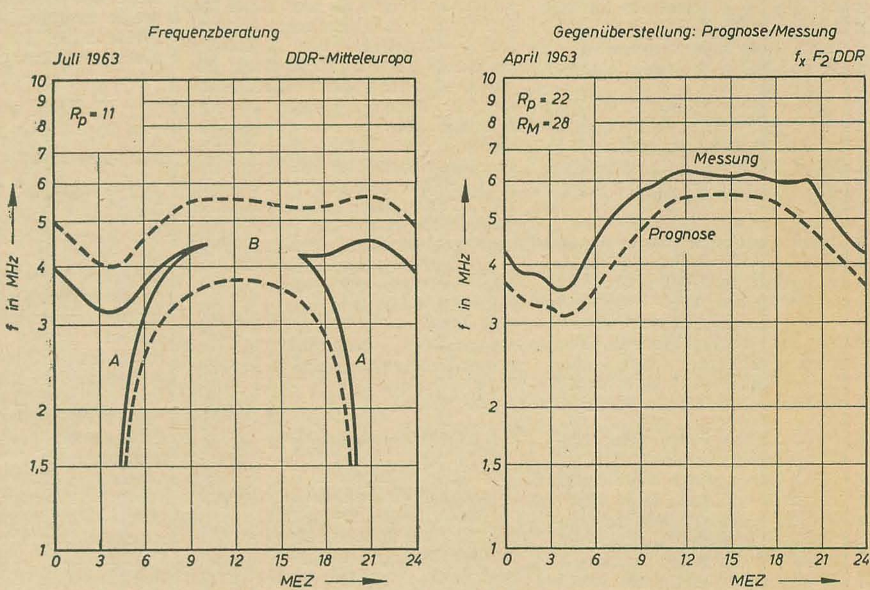
Titelbild:

Der TV-Empfänger „Stadion" ist der erste Gerätetyp der Standard-A-Reihe und damit ein Gerät der oberen Leistungsklasse. Im Heft 12 wird das Schaltbild mit entsprechender Gerätebeschreibung veröffentlicht.
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im April 1963 und Vorschau für Juli 1963

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Bauanleitung: Direktanzeigender NF-Frequenzmesser mit Transistoren ●

Prüfen am Fließband ●

TV-Empfänger „Stadion" ●

Dämpfung von induktiven Spannungsspitzen durch Anwendung von Dioden ●

Methoden zur Bestimmung des Phasenwinkels ●



▼ **Die größte Film-, Funk-, Foto- und Fernsehausstellung der DDR** wurde Anfang Mai in Dresden eröffnet. Auf einer Fläche von 7000 m² gibt die Schau einen Überblick über die technisch-wissenschaftlichen und industriellen Erfolge sowie die kulturpolitisch-künstlerischen Aufgaben dieser Gebiete.

▼ **Fernseh-Arbeitstische** für zwei Servicetechniker, Typ 0810, komplett mit allen Meß- und Prüfgeräten, wurden in Budapest entwickelt und in großen Stückzahlen bereits nach der UdSSR, Jugoslawien, Österreich und Syrien verkauft.

▼ **Den Einfluß der radioaktiven Weltraumstrahlung auf Halbleiterbauelemente** merkt man bei immer mehr Satelliten. So setzte Explorer XIV nach 100 Tagen einwandfreien Betriebes zeitweilig aus.

▼ **Ein ungarisch-indonesisches Rundfunk- und Fernsehabkommen**, das zur Verstärkung der Zusammenarbeit und des Austausches von Programmen dient, wurde in Budapest unterzeichnet.

▼ **Ein Mesa-Siliziumtransistor** wurde in der Volksrepublik Polen entwickelt. Zu seiner Herstellung wurden einheimischer Kiesel und andere eigene Stoffe verwendet.

▼ **Eine genauere Diagnose bei Herzerkrankungen** wird von dem „Analysator zufälliger Prozesse" erwartet. Diese von litauischen Ingenieuren geschaffene elektronische Rechenmaschine gibt dem diagnostizierenden Arzt ohne großen Zeitaufwand ein analysiertes Kardiogramm in die Hand.

▼ **Für die Diagnose bei Herzkrankheiten** dient auch das von der Bell Aerosystems Company in Buffalo (USA) entwickelte elektronische Gerät, das jedes bei der Pumptätigkeit des Herzens auftretende Geräusch aufnimmt bzw. ausfiltert und eine exakte Analyse der Herzgeräusche ermöglicht.

▼ **Die Zusammenfassung mehrerer Halbleitersysteme in einer gemeinsamen Kapsel** (0,6×0,34 Zoll) wird von mehreren amerikanischen Firmen zunehmend propagiert. Den Vorteilen der Raumersparnis und des einfacheren Einbaues steht der Nachteil gegenüber, daß bei einem Teildefekt das gesamte kombinierte System auszuwechseln ist.

▼ **In den Niederlanden** waren am 1. März 1 338 962 Fernsehgeräte angemeldet. Das sind etwa 11,6 angemeldete Geräte pro 100 Kopf der Bevölkerung. In der DDR kamen zum gleichen Zeitpunkt auf 100 Kopf der Bevölkerung 11,8 angemeldete Geräte.

▼ **Eine radioastronomische Anlage**, die eine Fläche von acht Hektar bedeckt, wird in Serpuchow bei Moskau errichtet. Die Anlage soll nach Fertigstellung „Funkzeichen", die bei atomaren Prozessen im Kosmos entstehen, aus einer Entfernung bis zu zehn Milliarden Lichtjahren empfangen können. Solche Signale sind zu einem Zeitpunkt entstanden, an dem die Erde noch nicht existierte.

Vierter amerikanischer Weltraumflug

An Bord einer amerikanischen Mercury-Weltraumkapsel, die den Namen „Faith 7" und die amtliche Bezeichnung MA 9 trug, startete, nach einem abgebrochenen Versuch am Vortage, am 15. Mai 1963 der Luftwaffenmajor Gordon Cooper von Kap Canaveral. Nach 22 Erdumkreisungen landete Cooper mit seiner Kapsel im Stillen Ozean, wo ein Flugzeugträger, sechs Zerstörer und zahlreiche Hilfs- und Spezialschiffe für seine Bergung zur Verfügung standen. „Fait 7" hatte eine Umlaufgeschwindigkeit von 28 070 km in der Stunde, ihr geringster Erdabstand war 160 km und der größte 262 km; die Umlaufzeit betrug 88 Minuten 42 Sekunden. Nutzmasse der Mercury-Kapsel: 1,3 Tonnen.

Farbfernsehen über Telstar 2

„Telstar 2" wurde Anfang Mai auf eine Umlaufbahn gebracht, deren Entfernung von der Erdoberfläche zwischen 920 und 10 200 km schwankt. Die größere Entfernung — verglichen mit „Telstar 1" — wurde in der Erwartung gewählt, dadurch die strahlungsbedingten Beschädigungen zu vermeiden, die seinen Vorgänger zweimal zum Schweigen brachten. Die neue Bahn verlängert die Zeit, in der „Telstar 2" von den USA und Europa angestrahlt werden kann, um bis zu 50%. Dadurch erhöht sich auch die mögliche Übertragungszeit.
Der Versuch, eine farbige Fernsehsendung in Bild und Ton von den USA zu Bodenstationen in England und Frankreich zu übertragen, war erfolgreich. Der Empfang war gut.

Ein neuer Nadelgürtel

Die USA haben einen aus 400 Millionen Kupfernadeln bestehenden Gürtel um die Erde gelegt, um zu prüfen, wie dadurch Funkverbindungen über große Entfernungen beeinflußt werden. Die etwa 18 mm langen Nadeln wurden von einem Satelliten der amerikanischen Luftwaffe in 3200 km Höhe ausgestoßen. Wie es heißt, soll der Kupfernadelgürtel eine Länge von 64 000 km und eine Lebensdauer von rund fünf Jahren haben. Der Leiter des britischen Weltraumobservatoriums Jodrell Bank, Sir Bernard Lovell, hat das amerikanische Experiment verurteilt, weil es ohne Befragung und Zustimmung internationaler Kapazitäten auf dem Gebiet der Astronomie erfolgt sei und bewirken könne, daß die astronomische Durchforschung des Weltalls behindert werde. Lovell hatte schon vor dem ersten, mißlungenen Experiment der Amerikaner gewarnt und im Oktober 1961 deswegen einen Brief an Präsident Kennedy geschrieben.
Aus Meldungen der amerikanischen Presse geht hervor, daß die militärische Führung der USA mittels dieses Rings ein kosmisches Verbindungssystem zur Führung von Raketenstreitkräften und der strategischen Luftwaffe der USA im Kriegsfall schaffen wollen.
Die sowjetische Nachrichtenagentur TASS erklärte, daß die USA den Kosmos Schritt für Schritt in die Vorbereitungen für einen Atomkrieg einbeziehen. Zu den Kernwaffenversuchen in großer Höhe, die von den USA im vorigen Jahr durchgeführt wurden, kommen jetzt militärische Versuche im Kosmos mit Millionen Kupfernadeln.
In der TASS-Erklärung wird darauf hingewiesen, daß die Organisatoren dieses Experiments versuchen, jetzt nachzuweisen, daß die Schaffung des aus 400 Millionen Nadeln bestehenden Gürtels keine große Gefahr für friedliche kosmische Forschungen bedeute. Die gleichen Versicherungen wurden von USA-Vertretern unmittelbar vor den in großer Höhe vorgenommenen Kernwaffenversuchen im vorigen Jahr abgegeben. Bald waren amerikanische Wissenschaftler jedoch genötigt, zuzugeben, daß ihnen ein „Irrtum" unterlaufen sei, da in Wirklichkeit die Kernwaffenexplosionen im kosmischen Raum dazu geführt haben, daß lang andauernde Veränderungen in dem die Erde umgebenen Raum eingetreten und vor allem neue Strahlungsgürtel entstanden sind. Die USA verloren, wie sie selbst zugeben, durch diese Veränderungen die Verbindung mit mehreren künstlichen Erdtrabanten.

Zusammenarbeit Rundfunk — Betriebsfunk

Der Gedanke der engeren Zusammenarbeit des Rundfunks mit den Betriebsfunkstudios ist nicht neu, und von seiten der Rundfunksender ist man auch an Aufnahmen von Reportagen und Berichten aus den Betrieben interessiert.
Nachdem eine Reihe von Besprechungen der Programmgestalter vorausgegangen war — zwischen der Farbenfabrik Wolfen und dem Sender Leipzig besteht seit geraumer Zeit ein Freundschaftsvertrag — fanden sich am 17. 4. dieses Jahres im Kulturhaus der BUNA-Werke Schkopau die technischen Vertreter der Betriebsfunkstudios der chemischen Großbetriebe und des Rundfunks (Funkhaus Leipzig) zu einer ersten Fühlungnahme zusammen, um die technischen Mindestvoraussetzungen für eine Rundfunkübertragung festzulegen. Im Verlaufe der Unterredung zeigte sich, daß von den Betriebsfunkstudios weit mehr vom Rundfunk erwartet wird, als er bei aller Aufgeschlossenheit für ihre Probleme realisieren kann.
Trotzdem wurde von den Vertretern des Senders Leipzig zugestimmt, als Berater in der Wartung wie Bedienung für die zum Teil sogar recht modernen technischen Einrichtungen der Betriebsfunkstudios (auch bei Neuinvestitionen) zu fungieren. Es wurde festgelegt, von Zeit zu Zeit Konsultationen über schwebende Probleme durchzuführen. Außerdem sollen die vorhandenen Anlagen (natürlich unter Berücksichtigung möglicher Kompromisse) auf ihre rundfunkmäßige Verwendbarkeit überprüft werden.
Als erster Schritt soll vom Sender Leipzig ein Fragebogen ausgearbeitet werden, der Aufschluß über die Art der Anlage, über die technischen Möglichkeiten und über die akustischen Parameter geben wird. Daneben ist an eine allgemeine Empfehlung für eine Standardanlage für Betriebsfunkstudios gedacht.
Diese erste Besprechung wurde von allen Anwesenden als fruchtbar und nutzbringend eingeschätzt und eine Fortsetzung empfohlen. Die erste Konsultation zur Auswertung der Fragebogen soll Ende Mai im Funkhaus Leipzig stattfinden.

Die erste Fernsehübertragung über Laserstrahl

Die erste Fernsehübertragung über einen durch Mikrowellen modulierten Laserstrahl wurde Anfang 1963 von der Firma General Telephone & Electronics Laboratories (USA) vorgeführt.
Sie wurde durch zwei neue Entwicklungen ermöglicht: Die erste: ein elektronischer Modulator, bestehend aus einem metallischen Zylinder von etwa 50 mm Durchmesser und 50 mm Länge, der an den Enden mit Löchern versehen ist und in seiner Mitte einen Potassium-Dihydrogen-Phosphat-Kristall enthält. Die zweite: ein Mikrowellenfotodetektor, der von der Mikrowellengeräteabteilung von Sylvania entwickelt wurde.
In der Vorführung wurde das Videosignal eines handelsüblichen TV-Empfängers in eine Wanderwellenröhre eingespeist, an die gleichzeitig ein 3000-MHz-Signal eines Klystronoszillators gelegt wurde. Das vom Fernsehsignal modulierte 3000-MHz-Signal wurde verstärkt und durch einen Wellenleiter mit dem Modulator verbunden, der bei 3000 MHz einen Resonanzhohlraum darstellte. Der Strahl eines Gas-Lasers wurde durch die Löcher an den Enden des Hohlraums und durch den Kristall in seiner Mitte geleitet. Hinter dem Hohlraum stellte er dann einen in seiner Intensität modulierten optischen Träger dar, der das Mikrowellensignal mit dessen Fernsehinformation enthielt.
Der Laserstrahl wurde daraufhin auf den Fotodetektor gerichtet. Der Fotodetektor ist eine Spezialausführung eines Wanderwellenleiters mit einer fotosensitiven Katode. Das auf die Katode auftreffende Licht des Lasers erzeugte einen Elektronenstrahl, der den Mikrowellenzwischenträger und seine Fernsehinformation enthielt. Die Ausgangsleistung der Röhre wurde verstärkt und an einen Videodemodulator angelegt, um dann schließlich auf einem Fernsehmonitorgerät sichtbar gemacht zu werden.
Es würde noch einige Jahre dauern, bis dieses System in der Praxis angewandt werden könne, wurde erklärt. Seine praktische Bedeutung sei jedoch außerordentlich groß. Ein einziger Laserstrahl könne als Träger für 160 Fernsehkanäle oder 100 000 Telefonkanäle dienen, verglichen mit den 10 Fernseh- oder 6000 Telefonkanälen des besten Mikrowellensystems von heute.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 1. JUNIHEFT **11** 1963

ZUR 10. WEIMARTAGUNG 1963

Dr. PRANG

Stellv. Vorsitzender des Fachverbandes Elektrotechnik der KDT

Die Tagungen der Elektrotechniker in Weimar sind seit der Gründung der Kammer der Technik schon immer besondere Höhepunkte in der Arbeit des Fachverbandes Elektrotechnik. Durch die Teilnahme zahlreicher Fachkollegen aus den befreundeten Ländern und dem kapitalistischen Ausland wird die große internationale Bedeutung dieser Veranstaltung unterstrichen.

Die Themen für die Weimartagung wurden stets so gewählt, daß die aktuellsten Fragen zur Diskussion standen und allen Fachkollegen wertvolle wissenschaftliche und praktische Hinweise für ihre Arbeit gegeben wurden.

Der diesjährigen 10. Tagung der Elektrotechniker kommt eine ganz besondere Bedeutung zu; findet sie doch wenige Monate nach dem VI. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands statt, der uns die Aufgabe zum umfassenden Aufbau des Sozialismus in der Deutschen Demokratischen Republik stellte.

Zur Vollendung des Sozialismus ist ein höheres Niveau unserer Arbeit notwendig. Die sozialistische Umwälzung der Gesellschaft erweist sich als ein großer komplizierter Prozeß, der als Zielstellung den Nachweis der Überlegenheit des sozialistischen gegenüber dem kapitalistischen Wirtschaftssystems hat.

Zweifellos haben wir große Erfolge erzielt, aber die nationale Wirtschaft der DDR konnte noch nicht so entwickelt werden, um die infolge der Zerreißung der Wirtschaft Deutschlands entstandenen Disproportionen gänzlich zu überwinden.

Die zentrale Aufgabe auf ökonomischem Gebiet besteht darin, die nationale Wirtschaft der DDR auf der Grundlage des höchsten Standes der Wissenschaft und Technik entsprechend den besonderen Entwicklungsbedingungen unseres Landes zu gestalten. Das bedeutet die kurzfristige Ermittlung, Erreichung und Mitbestimmung des wissenschaftlich-technischen Höchststandes sowie die Steigerung der Arbeitsproduktivität. Das gilt besonders für diejenigen Zweige der Volkswirtschaft, die den raschen technischen Fortschritt in der Volkswirtschaft maßgebend beeinflussen. Zu ihnen gehört die Elektrotechnik und davon insbesondere die Elektronik. Sie bestimmen das Tempo der Mechanisierung und Automatisierung der Volkswirtschaft. Von den Fortschritten auf dem Gebiet der Elektronik hängen in bedeutendem Maße die Erreichung des wissenschaftlich-technischen Höchststandes und die Weltmarktfähigkeit vieler Erzeugnisse ab.

Auf diesen Gebieten ist die Grundlagenforschung intensiv zu betreiben, damit ein Vorlauf für die Technik und Produktion von morgen gewonnen wird. Bei allen Fragen darf aber die komplexe Behandlung der technisch-wissenschaftlichen und ökonomischen Forderungen nicht vernachlässigt werden.

Die Beachtung der Hinweise und Richtlinien, die der VI. Parteitag der SED für die weitere Entwicklung unserer Volkswirtschaft gab, wird einen neuen Aufschwung der Produktionskräfte einleiten und wesentlich dazu beitragen, den wissenschaftlich-technischen Höchststand, der in der Welt erreicht worden ist, zum Maßstab für alle Industrieerzeugnisse aus der DDR werden zu lassen.

Die Kammer der Technik ist berufen, zu dieser Aufgabenstellung einen wesentlichen Beitrag zu leisten. Diesem Ziel dient auch die 10. Weimartagung der Elektrotechniker.

Die KDT übt durch die freiwillige technische Gemeinschaftsarbeit einen ständig steigenden Einfluß auf die Mitwirkung breitester Kreise der technischen und ökonomischen Intelligenz bei der Lösung der von Partei und Regierung gestellten Aufgaben aus. Dabei spielt ihre ideologische und fachliche Einflußnahme auf das gesellschaftliche Denken und Handeln ihrer Mitglieder eine ständig größere Rolle. Das führt zu einer immer breiteren Nutzung der Ergebnisse der wissenschaftlichen Arbeit und zu einer weiteren Festigung des Vertrauensverhältnisses der Intelligenz zur Partei der Arbeiterklasse.

Auf der 10. Jahrestagung der Elektrotechniker werden etwa 130 Referenten aus dem sozialistischen und kapitalistischen Ausland und aus der DDR dazu beitragen, in ihren Fachvorträgen den höchsten Stand der Technik den Tagungsteilnehmern zu vermitteln.

Entsprechend der Bedeutung der führenden Zweige der Volkswirtschaft, wird die Nachrichtentechnik stärker als bisher auf der Tagung vertreten sein. Mehr als die Hälfte der Vorträge wird sich mit Problemen aus diesem Gebiet befassen. In den meisten Fachgruppen wird ein Übersichtsreferat über Stand und Perspektive des Fachgebietes gehalten, dem spezielle Fachvorträge folgen, in denen neueste Erkenntnisse vermittelt werden.

Die Vorträge unserer Fachkollegen aus den befreundeten Ländern unterstreichen darüber hinaus die Verbundenheit der Ingenieur-Organisationen des sozialistischen Lagers mit der KDT. Diese Zusammenarbeit wird zur Beschleunigung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts in unseren Ländern beitragen. Die Diskussionen und Aussprachen der Fachkollegen werden zur Klärung zahlreicher Probleme führen. Immer schon war die Weimartagung ein Forum, auf dem der wissenschaftliche Meinungsstreit leidenschaftlich ausgetragen wurde. Die mit ausländischen Kollegen geführten Gespräche haben oft die Grundlage für weitere erfolgreiche Zusammenarbeit gebildet.

Nur durch die gemeinsame Arbeit können heute wichtige Fortschritte erzielt werden, die alle dazu beitragen, den Sieg des Sozialismus und damit den Frieden zu erringen.

Das Weimarkomitee hat die organisatorischen Voraussetzungen für das Gelingen der Veranstaltung geschaffen. Der Fachverband Elektrotechnik der KDT wünscht der Jubiläumstagung einen vollen Erfolg.

Einige prinzipielle Anwendungen der Reaktanzstufen Teil 1

OSWALD ORLIK

In radio und fernsehen 6 (1963) S. 182 bis 185 wurde bereits die Wirkungsweise der Reaktanzstufen anhand der vier Grundschaltungen beschrieben. Im folgenden sollen einige Anwendungsbeispiele im Prinzip gezeigt werden, wobei jedoch die Kenntnis des Beitrages „Die Wirkungsweise der Reaktanzstufen" im Heft 6 vorausgesetzt wird. Außerdem kann sich der Leser über einige abgewandelte Grundschaltungen informieren, mit denen sich auch negative Induktivitäten und Kapazitäten ergeben. Auf diese Schaltungen wurde aus Übersichtsgründen im Heft 6 nicht eingegangen

Schaltung zur Kompensierung des Verlustwiderstandes einer Reaktanzstufe

Als nachteilig bei einer Reaktanzstufe ist die Eigenschaft anzusehen, daß neben einer Beeinflussung des Blindwiderstandes des parallelgeschalteten Schwingkreises auch der Wirkwiderstand dieses Kreises verändert wird. Da der Verlustwiderstand der Reaktanzstufe dem Verlustwiderstand des Schwingkreises parallelgeschaltet ist, verringert sich der Gesamtwiderstand, und der Schwingkreis wird mehr bedämpft, was man in den meisten Fällen vermeiden will. Bild 1 veranschaulicht dies. Wir erkennen hierin die Parallelschaltung von R_0 (Verlustwiderstand des Schwingkreises) und R* (Verlustwiderstand der Reaktanzstufe). Es ist verständlich, daß man nach

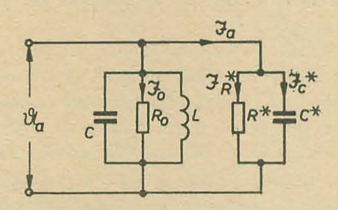


Bild 1: Parallelschaltung des Oszillatorschwingkreises zum Ersatzschaltbild einer kapazitiv wirkenden Reaktanzstufe

einer Möglichkeit gesucht hat, diesen Nachteil zu beseitigen. Diese Möglichkeit hat sich durch eine kleine Schaltungserweiterung ergeben. Hierzu braucht man die Schaltung nur so aufzubauen, daß im Bild 1 der Strom durch R* gegenphasig zu dem ist, der durch R_0 fließt. Zunächst erscheint diese Forderung sehr kompliziert, doch ist dies keineswegs der Fall, wenn wir bedenken, daß R* kein „eingelöteter" Widerstand ist, sondern daß die Reaktanzstufe einen Wirkanteil liefert, der näherungsweise durch den Kehrwert der Steilheit dargestellt wird. Mit anderen Worten, dieser Wirkwiderstand kann auch bei entsprechend aufgebauter Schaltung einen negativen Wert annehmen. Hierzu wollen wir uns Bild 2a ansehen, das das Zeigerdiagramm für die Reaktanzstufe zeigt. Dieses Zeigerdiagramm entspricht der normalen Schaltung, bei der also $\mathfrak{J}_R$* und $\mathfrak{J}_0$ gleichphasig sind. Bild 2b zeigt dagegen ein Zeigerdiagramm für den Fall, bei dem $\mathfrak{J}_R$* um 180° gedreht wurde. Dies läßt sich aber nur dann ausführen, wenn — wie es das Zeigerdiagramm zeigt und wie wir es im folgenden erkennen werden — auch $\mathfrak{J}_C$* und damit $\mathfrak{J}_a$ um 180° gedreht werden. Wir wollen den Strom durch die Ersatzschaltung der Reaktanzstufe weiterhin mit $\mathfrak{J}_a$ bezeichnen, damit der Zusammenhang mit dem Beitrag im Heft 6 bestehen bleibt.

Zum weiteren Verständnis und als Beweisführung zu dem vorher Gesagten soll die Gleichung

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot |\mathfrak{K}| \cdot \mathfrak{U}_a \cdot e^{+j\,90°} \qquad (1)$$

aus Heft 6 betrachtet werden. Dies ist die Anodenstromgleichung für eine Schaltung mit einem CR-Rückkopplungsglied, mit dem also die Reaktanzstufe wie eine Kapazität arbeitet. Diese Gleichung entspricht auch dem Diagramm aus Bild 2a. Vielleicht erkennt der eine oder andere Leser schon den nächsten

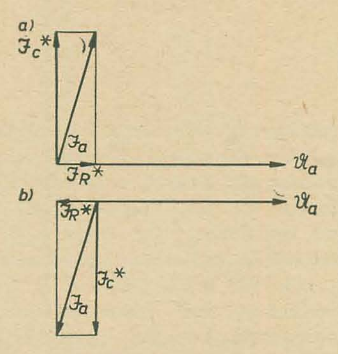


Bild 2: a) Zeigerdiagramm für die Ströme der kapazitiv wirkenden Reaktanzstufe, b) Zeigerdiagramm wie unter a), jedoch mit einer 180°-Phasendrehung von $\mathfrak{J}_a$

notwendigen Schritt, um zu der erwähnten Schaltungslösung zu gelangen. Dieser Schritt besteht darin, den Übergang vom Diagramm nach Bild 2a zum Diagramm nach Bild 2b auch an Gleichung (1) zu vollziehen.
Es ist also die Gleichung zu finden, die dem Diagramm nach Bild 2b entspricht. Da das Diagramm nach Bild 2a durch eine 180°-Phasendrehung von $\mathfrak{J}_a$ in das Diagramm nach Bild 2b umgewandelt wurde, muß man diese 180°-Phasendrehung auch an Gleichung (1) vornehmen. Diese lautet dann:

$$\mathfrak{J}_a = S\,|\mathfrak{K}| \cdot \mathfrak{U}_a \cdot e^{+j\,90°} \cdot e^{+j\,180°} \qquad (1a)$$

Diese Gleichung entspricht auch, wie sich leicht nachprüfen läßt, dem Diagramm nach Bild 2b. Man überzeuge sich, daß mit einer Phasendrehung um 180° von $\mathfrak{J}_a$ ebenfalls die Ströme $\mathfrak{J}_R$* und $\mathfrak{J}_C$* um 180° gedreht werden, da sich $\mathfrak{J}_a$ vektoriell aus $\mathfrak{J}_R$* und $\mathfrak{J}_C$* zusammensetzt. Damit wäre also das vorläufige Ziel erreicht, nämlich eine 180°-Phasendrehung von R* gegenüber R_0. Es ist nun zu überlegen, wie sich schaltungstechnisch diese Phasendrehung verwirklichen läßt. Hierzu wollen wir uns Gleichung (1a) ansehen. In dieser Gleichung ist nachzuprüfen, welcher Faktor der rechten Gleichungsseite sich am zweckmäßigsten schaltungstechnisch um 180° in der Phase drehen läßt, denn der Faktor $e^{+j\,180°}$ ist schaltungstechnisch nicht nachzubilden, er kann nur in Verbindung mit einer Schaltungsgröße betrachtet werden. Die Steilheit S läßt sich nicht in der Phase drehen. Mit dem Faktor $\mathfrak{K}$ ist wohl eine Möglichkeit gegeben, doch wäre dies zu umständlich, denn es ist nicht zweckmäßig, den Aufbau der Rückkopplungsglieder zu verändern. Der Vergleich zu den vier Grundschaltungen soll ja auch so übersichtlich wie möglich sein. Bleibt also nur noch die Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ übrig. Diese Spannung läßt sich am einfachsten durch einen Übertrager um 180° in der Phase drehen.
Man kann also zusammenfassend sagen, daß die Anodenspannung $\mathfrak{U}_a$ durch einen Übertrager um 180° in Phase gedreht wird und dann über den Phasenschieber (Rückkopplungsglied) zum Gitter gelangt. Durch die dabei eintretende Aussteuerung fließt der Anodenwechselstrom nach der Gleichung

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g,$$

wobei

$$\mathfrak{U}_g = |\mathfrak{K}| \cdot e^{+j\,90°} \cdot \mathfrak{U}_a \cdot e^{+j\,180°}$$

ist.
Hierzu ist jedoch noch eine Erklärung notwendig. Bei exakter Betrachtung muß der Übertrager mit in den Rückkopplungsvierpol einbezogen werden, wie dies auch Bild 3 zeigt, doch wie wir weiterhin sehen werden, ändert sich nach der vorhergehenden Betrachtungsweise nur das Vorzeichen des Rückkopplungsfaktors. Der Aufbau

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}$$

entsprechend den vier Grundschaltungen im Heft 6 bleibt erhalten. Bild 4 zeigt eine Schal-

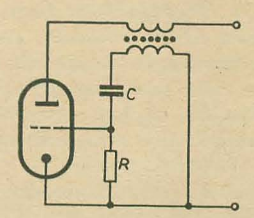


Bild 3: Kapazitiv wirkende Reaktanzstufe mit phasendrehendem Übertrager

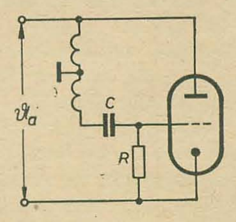


Bild 4: Schaltung wie Bild 3, nur mit Übertrager in Sparschaltung

tung mit einem Übertrager in Sparschaltung, mit dem auch die praktischen Schaltungen in den meisten Fällen arbeiten.

Um die Funktionsgleichungen für diese Schaltungen zu finden, ist es nicht unbedingt erforderlich, diese noch einmal von ihrem Ursprung aus herzuleiten. Man braucht nur in den Gleichungen für die entsprechenden Schaltungen ohne Übertrager (Heft 6) die Phasendrehung zu berücksichtigen. Zu diesem Zweck soll Gleichung (8) aus Heft 6 berücksichtigt werden. Diese lautet:

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} \qquad (2)$$

Hierin ist jedoch $\mathfrak{U}_a$ die Spannung, die am CR-Glied liegt, also bei einer Schaltung mit Übertrager die um 180° phasenverschobene Anodenwechselspannung — $\mathfrak{U}_a$. Dies gilt es in der vorstehenden Gleichung (2) zu berücksichtigen:

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_g}{-\mathfrak{U}_a} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} \qquad (3)$$

oder

$$\mathfrak{K} = -\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}$$

Das Minuszeichen läßt sich von $\mathfrak{U}_g/\mathfrak{U}_a$ nach $\mathfrak{R}_2/(\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2)$ umsetzen. Damit wird die Wirkung des Übertragers mit in den Rückkopplungsfaktor einbezogen, der durch das Verhältnis der Gitterwechselspannung zur Anodenwechselspannung dargestellt wird, also

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = -\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} \qquad (4)$$

Setzt man Gleichung (4) in Gleichung (7) aus Heft 6, also in

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{J}_a} = \frac{1}{S \cdot \mathfrak{K}}$$

ein, so ergibt sich

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{J}_a} = -\frac{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}{S \cdot \mathfrak{R}_2} \qquad (5)$$

Mit den Werten für $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ nach Bild 4 ergibt sich ein Widerstandswert der Reaktanzstufe von

$$\mathfrak{R}_{a/b} = -\frac{\mathfrak{R} + \frac{1}{j\,\omega\, C}}{S \cdot R} = -\frac{1}{S} + j\,\frac{1}{\omega\, RCS} \qquad (6)$$

Auf den ersten Blick könnte man annehmen, daß dieser neue Widerstandswert der Reaktanzstufe aus einer Reihenschaltung eines negativen Wirkwiderstandes —1/S und einer Induktivität (+ jX) besteht, zumal, wenn man sich hierzu das Diagramm nach Bild 2b ansieht. Hierin ist der Strom $\mathfrak{J}_a$ um etwa —90° phasenverschoben gegenüber $\mathfrak{U}_a$, was ja bei einer Induktivität der Fall ist. Diese Annahme stimmt jedoch nicht, denn der Widerstandswert einer Induktivität nimmt bekanntlich mit steigender Frequenz zu, der Blindanteil von Gleichung (6) nimmt dagegen ab, also muß der Blindanteil durch eine Kapazität verursacht werden. Diese Kapazität muß demnach ein negatives Vorzeichen besitzen. Ein einfaches Beispiel zeigt uns dies:

$$\mathfrak{R}_C = \frac{1}{j\,\omega\,(-C)} = -\frac{1}{j\,\omega\, C} = +j\,\frac{1}{\omega\, C}$$

Den Widerstandsverlauf einer negativen Kapazität in Abhängigkeit von der Frequenz — im Gegensatz zu dem Widerstandsverlauf einer normalen, also positiven Kapazität — zeigt Bild 5. Hierin ist auch gleichzeitig der Widerstandsverlauf einer positiven und negativen Induktivität dargestellt, worauf später noch eingegangen wird.

Als nächstes ist nun festzustellen, wie sich die Gleichungen der anderen Schaltungen bei Verwendung eines phasendrehenden Übertragers verändern. Hierzu wird die allgemeingültige Gleichung (5) benutzt. Betrachtet man

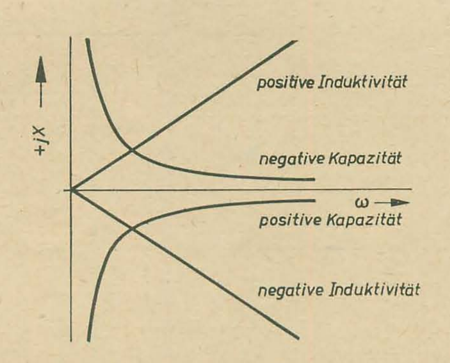


Bild 5: Widerstandsverlauf von positiven und negativen Kapazitäten und Induktivitäten

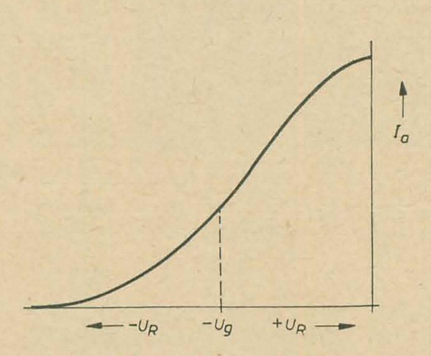


Bild 6: Kennlinie einer Triode mit eingestelltem Arbeitspunkt durch —U_g

diese in Verbindung mit Gleichung (9) aus Heft 6, so erkennt man, daß sich nur das Vorzeichen ändert. Damit ändern sich bei den Gleichungen der einzelnen Schaltungen die Vorzeichen des Wirk- und des Blindanteiles, wie es bei der Gleichung (13) aus Heft 6 und der vorstehenden Gleichung (6) der Fall war. Danach lautet z. B. die Gleichung einer als Induktivität arbeitenden Reaktanzstufe

$$\mathfrak{R}_{a/b} = -R' - j\,\omega L' \qquad (7)$$

Die Reaktanzstufe arbeitet also mit einem phasendrehenden Übertrager, nicht als positive, sondern als negative Induktivität (Bild 5). Zusammenfassend kann man sagen: Arbeiten die vier Grundschaltungen mit einem phasendrehenden Übertrager, dann ändern sich bei allen Gleichungen in Tabelle 2 im Heft 6 die Vorzeichen der Wirk- und Blindanteile.

Bei unseren bisherigen Betrachtungen stellten wir fest, daß sich bei einer Reaktanzstufe, bei der die Rückkopplungsspannung zusätzlich um 180° durch einen Übertrager gedreht wird, sich ein negativer Wirkanteil ergibt, der den Wirkanteil des parallel liegenden Schwingkreises vermindert. Wir stellten aber auch weiterhin fest, daß sich auch die Vorzeichen der Blindanteile änderten. Damit muß sich zwangsläufig die Regelcharakteristik ändern, was noch zu untersuchen wäre. Dazu muß jedoch der Begriff „Regelcharakteristik“ erklärt werden. Die Regelcharakteristik gibt die Frequenzabweichung bei entsprechender Steilheitsänderung an. Hierzu wollen wir uns den allgemeinen Kennlinienverlauf einer Triode ansehen (Bild 6). Im Bild 6 ist der Arbeitspunkt der Reaktanzstufe mit —U_g eingestellt. Überlagert man nun dieser Gittervorspannung eine negative oder positive Regelspannung (—U_R bzw. + U_R), so wird der Arbeitspunkt nach links bzw. nach rechts verschoben. Wie bekannt, verändert die Steilheit den

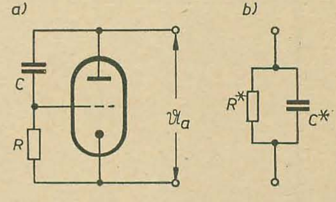


Bild 7: a) Kapazitiv wirkende Reaktanzstufe b) entsprechende Ersatzschaltung

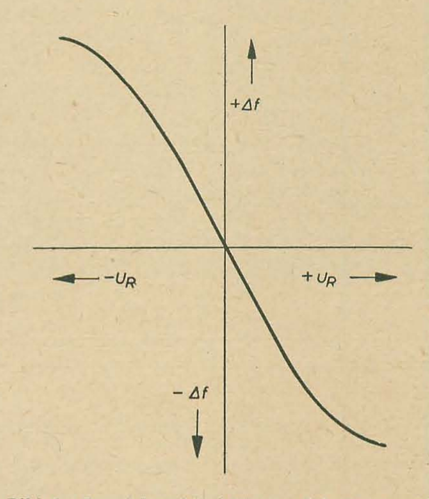


Bild 8: Regelcharakteristik der Schaltung nach Bild 7

Blindwert der Reaktanzstufe, womit sich ebenfalls eine andere Frequenz des parallel liegenden Oszillators einstellt.

Für die Schaltung nach Bild 7a, die bisher auch behandelt wurde, soll nun die Regelcharakteristik bestimmt werden. Da diese Schaltung ohne phasendrehenden Übertrager arbeitet, kann die Gleichung für C* der Ersatzschaltung (Bild 7b) aus Tabelle 2 im Heft 6 entnommen werden. Diese lautet:

$$C^* = S\,\frac{RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \qquad (8)$$

Wird z. B. die der Reaktanzstufe zugeführte Regelspannung positiver, dann wird nach Gleichung (8) die Kapazität C* und damit auch die Gesamtkapazität des Schwingkreises größer. Nach der Thomsonschen Schwingungsgleichung wird bei größerer Kapazität die Frequenz kleiner. Bei negativer Regelspannung wird die Kapazität dagegen kleiner, und die Frequenz steigt an. Der Frequenzverlauf entspricht damit annähernd dem Steilheitsverlauf. Bild 8 zeigt die Regelcharakteristik der Schaltung nach Bild 7. Die Regelcharakteristik wird vom Gitterstromeinsatzpunkt und dem Sperrbereich der Kennlinie nach Bild 6 begrenzt.

Bild 9a zeigt eine Schaltung, die der nach Bild 7a entspricht, jedoch mit einem phasendrehenden Übertrager arbeitet. Die Gleichung für C* muß nach unseren bisherigen Betrach-

Tabelle 1

	für induktiv wirkende Stufen		für kapazitiv wirkende Stufen	
Rückkopplungsglied	R, C; A, G, K	L, R; A, G, K	R, L; A, G, K	C, R; A, G, K
	Reaktanzstufe ohne Übertrager	Reaktanzstufe mit Übertrager	Reaktanzstufe ohne Übertrager	Reaktanzstufe mit Übertrager
Ersatzschaltbild	L^*, R^*	$-L^*$, $-R^*$	R^*, C^*	$-R^*$, $-C^*$
Regelcharakteristik	$+\Delta f$, $-U_R$, $+U_R$, $-\Delta f$	$+\Delta f$, $-U_R$, $+U_R$, $-\Delta f$	$+\Delta f$, $-U_R$, $+U_R$, $-\Delta f$	$+\Delta f$, $-U_R$, $+U_R$, $-\Delta f$

(Column 1 ≙ column 4; column 2 ≙ column 3)

tungen ein negatives Vorzeichen besitzen, also

$$C^* = -S \frac{RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \qquad (9)$$

Hiermit muß sich eine umgekehrte Regelcharakteristik ergeben, denn mit ansteigendem C* wird die Gesamtkapazität verringert, es ist nämlich

$$C_{ges} = C_{osz} + (-C^*)$$

Die Frequenz steigt demnach mit größer werdender Steilheit an. Bild 10 zeigt die Regelcharakteristik, die umgekehrt verläuft wie die der Schaltung nach Bild 7. Diese Feststellung ist allgemein gültig, wonach eine Schaltung mit phasendrehendem Übertrager einen umgekehrten Verlauf der Regelcharakteristik besitzt wie die entsprechende Grundschaltung. Es würde hier zu weit führen, sämtliche Stufen zu betrachten, denn dem Leser dürfte es nicht schwer fallen, dies nach den vorhergehenden Betrachtungen selbst vorzunehmen. Zur zusammenfassenden Übersicht zeigt Tabelle 1 die einzelnen Grundschaltungen mit und ohne phasendrehendem

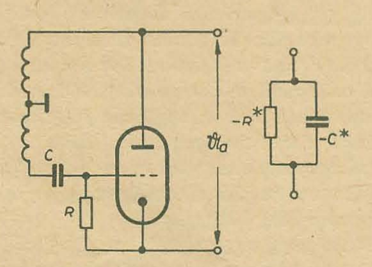


Bild 9: a) Kapazitiv wirkende Reaktanzstufe mit phasendrehendem Übertrager, b) entsprechende Ersatzschaltung

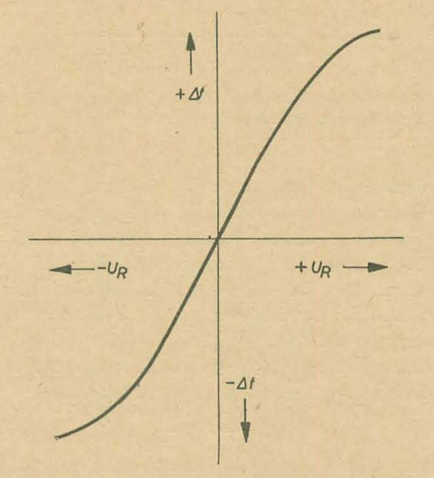


Bild 10: Regelcharakteristik der Schaltung nach Bild 9

Übertrager sowie die dazugehörige Regelcharakteristik. Aus der Tabelle geht weiterhin hervor, daß die Reaktanzstufen, die wie Induktivitäten arbeiten, die gleiche Regelcharakteristik besitzen. Reaktanzstufen, die wie Kapazitäten arbeiten, besitzen ebenfalls gleiche Regelcharakteristik, doch eine umgekehrte gegenüber der induktiv wirkenden Reaktanzstufen. Mit Übertrager tritt eine Vertauschung der Regelcharakteristik ein, wie es in der Tabelle angedeutet ist.

Die nationalen und internationalen Konzernverflechtungen der westdeutschen elektronischen Industrie

G. BAUMANN

Teil 2 und Schluß

Bevor wir zum Studium der westdeutschen Filialen, oder besser: Tochtergesellschaften, der mächtigen internationalen Konzerne Philips und International Telephone & Telegraph Co. übergehen, mögen zwei wichtige deutsche Gruppen erwähnt werden, die im Gegensatz zu Siemens und AEG an dem internationalen Netz von gemeinsamen Tochtergesellschaften auf dem Gebiet der Elektronik nicht teilnehmen. Es sind die Konzerne *Bosch* und *Grundig*, beide von einem einzigen Aktionär bzw. einer Aktionärfamilie beherrscht.

Bosch-Konzern

Mit einem Eigenkapital von 250 Mill. DM, 70000 Beschäftigten und einem auf 1,5 Mrd. geschätzten Umsatz nimmt er einen respektablen Platz ein, insbesondere in den Industrien für Autozubehör und elektrische Haushaltsapparate.

Im Bereich Rundfunk und Fernsehen kontrolliert Bosch vollständig folgende Gesellschaften: *Blaupunktwerke GmbH*, Hildesheim; *Deutsche Elektronik GmbH*, Berlin; *Fernseh-GmbH*, Darmstadt.

Grundig-Konzern

1947 gegründet, hat die Grundig-Gruppe einen stürmischen Aufstieg genommen, besonders in Rundfunk und Fernsehen und in der Industrie der Tonbandgeräte, deren weltgrößter Hersteller er sein soll. Seit kurzem ist er in der Fahrrad- und Büromaschinen-Industrie interessiert infolge der Übernahme der *Triumpf-Werke* in Nürnberg, der *Adler-Werke* und der *Vereinigten Werkzeugmaschinenfabrik* in Frankfurt a. M.

Soweit bis jetzt bekannt, ist Grundig der einzige Besitzer dieses florierenden Unternehmens, ein Ausnahmefall, seitdem zwei ähnliche Industrielle, Schliecker und Borgward, unter großem Getöse verschwunden sind.

Westdeutsche Tochtergesellschaften (Filialen) von internationalen Konzernen

Philips ist außerhalb der USA der größte Elektro-Konzern. Die Muttergesellschaft in Holland und die Tochtergesellschaften in 32 Ländern beschäftigten 228000 Personen (davon 80000 in Holland), und der Umsatz erreichte 1961 5 Mrd. hfl. (etwa 5,5 Mrd. DM).

Obwohl die Familie Philips und ihre Verwandten Otten immer noch die Kommandohebel halten, sind die holländischen Großbanken *Rotterdamsche Bank*, *Amsterdamsche Bank* und das Privatbankhaus *Pierson, Heldring & Pierson* (Finanzgruppe Rothschild) im Aufsichtsrat vertreten. Außerdem besitzen amerikanische Investment-Trusts (insbesondere die Finanzgruppen Morgan und Kuhn-Loeb) bedeutende Aktienpakete.

In Westdeutschland besitzt Philips 100% der *Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH* „ALDEPHI“, Hamburg, die ihrerseits das gesamte Kapital von einem Dutzend Tochtergesellschaften besitzt, mit einer Gesamtbelegschaft von 25000. Darunter befinden sich so bekannte Werke wie *Deutsche Philips GmbH*, Hamburg; *Valvo GmbH*, Hamburg; Glasfabrik *Weißwasser GmbH*, Hamburg; *Elektrospezial GmbH*, Hamburg; *Philips Ton GmbH*; *Philips Duphar GmbH*, Hamburg; *Philips Centrallaboratorium GmbH*, Hamburg/Aachen; *Radarleit GmbH*, Hamburg; *Hochfrequenzwärme Schmidt & Co. GmbH*, Reichenbach; *Philips Schall GmbH*, Berlin, und die *Studiengesellschaft für Elektronengeräte mbH*, Hamburg.

Neben diesen 100%igen Tochtergesellschaften — die eigentlich nur Abteilungen der Muttergesellschaft sind — ist Philips 50 : 50 an der *Felten & Guillaume Fernmeldeanlagen-GmbH*, Nürnberg, beteiligt und hat mit Siemens und Osram Abkommen getroffen; wie wir in Teil 1 bereits berichtet haben.

Schließlich muß man noch die schon erwähnte Beteiligung bei „*SETEL*“ und bei der *Manufacture Belge de Lampes et de Matériel Electronique* „*MBLE*“ zitieren.

Obwohl es hier unmöglich ist, alle französischen Tochtergesellschaften von Philips aufzuzählen, müssen noch die engen Verbindungen erwähnt werden mit der *Compagnie Générale d'Electricité* „*CGE*“ — einer der großen französischen Konzerne der Elektrotechnik — in der „*SODISTEL*“: *Société d'Etudes pour la Distribution de Spectacles Télévisés*, sowie besonders das Generalabkommen über eine gemeinsame Arbeitsteilung, das zwischen Philips und CGE 1961 abgeschlossen wurde. Dieses für alle Länder gültige Abkommen sieht vor, daß die CGE sich dem Gebiet des Starkstroms und bestimmten Spezialausführungen (Transformatoren, Akkumulatoren, Drähte, Kabel usw.) zuwendet, während das Programm von Philips Radio- und Fernseh-Apparate, elektrische Haushaltsgeräte, Telefon- und Radar-Einrichtungen, Schallplatten usw. umfaßt.

Wieder einmal wird aus Vorstehendem ersichtlich, wie sich die Zusammenarbeit zwischen den Großkonzernen in beträchtlichem Maße fortentwickelt.

International Telephone & Telegraph Corporation (Finanzgruppe Morgan-Rockefeller)

In Westdeutschland kontrolliert dieser weltverbreitete Konzern, der in den USA von der *American Telephone and Telegraph Co.* „ATT“ gegründet wurde, um die „Anti-Trust-Gesetze“ zu umgehen, die *Standard Elektrik Lorenz AG* „*SEL*“, Stuttgart, und zwar über die Standard Electric Corporation, die 93,36% des Kapitals der SEL besitzt. Letztere ist das Resultat von zahlreichen Fusionen und Verschmelzungen.

Wie in anderen Wirtschaftszweigen erfolgte der amerikanische Einbruch durch die ITT als Folge der Krise der 30er Jahre. 1929 kam die Berliner Firma *Ferdinand Schuchardt* unter ihre Kontrolle, 1930 erfolgte die Gründung der *Standard Elektrizitäts-Gesellschaft* Berlin mit 4 Tochtergesellschaften, darunter *Mix & Genest*; zugleich erfolgte die Einbeziehung der *Lorenz-Gruppe* in den ITT-Machtbereich. 1945 umfaßte dieser Kreis trotz des Krieges rund 15 Gesellschaften.

Heute ist die Struktur einfacher: die Muttergesellschaft Standard Elektrik Lorenz — Aktienkapital 115 Mill. DM — besitzt das Gesamtkapital der *Schaub-Lorenz-Vertriebs-GmbH*, Pforzheim, und der *Eduard-Winkler Apparatebau-GmbH*, Nürnberg. Sie ist mit 32,09% an der *Focke Wulf GmbH*, Bremen, beteiligt, von der sich ein anderes Aktienpaket von 26,7% in den Händen einer mysteriösen Schweizerischen Holdinggesellschaft *Sanka-Brücke AG*, Zürich, befindet. Hauptbeschäftigung der letzteren ist offiziell „dauernde Verwaltung von Beteiligungen an anderen Unternehmen, die sich mit Handel und Fabrikation von . . . koffeinfreiem Kaffee und anderen Produkten befassen“!

1961 erwarb die SEL die Mehrheit der Firmen *Graetz K.G.* und *Alpina Büromaschinenwerk K.G.*

Der Gesamtumsatz erreichte 1961 700 Mill. (davon ein großer Teil in Rüstungsaufträgen), und die Beschäftigungszahl beträgt 28000.

FASSEN WIR ZUSAMMEN. Sowohl die wachsende Kompliziertheit der technologischen Prozesse als auch der kontinuierlich steigende materielle Aufwand, den die wissenschaftlich-technische Weiterentwicklung erfordert — und der sich in immer größer werdenden Kosten für Forschung und Entwicklung ausdrückt — erzwingen in jedem Industrieland eine sich ständig erweiternde Vergesellschaftung der Produktion. Der selbständige, auf eigene Kosten arbeitende Unternehmer ist bis auf verschwindend wenige Ausnahmen — die bei einer allgemeinen Betrachtung vernachlässigt werden können, da sie ihre Existenz speziellen, nicht verallgemeinerungsfähigen technischen Gründen verdanken — eine Sagengestalt der Vergangenheit geworden. Für die heutige Situation ist charakteristisch, daß Valvo zum Philips-Konzern gehört, ebenso die Elektrospezial G.m.b.H., daß Graetz jetzt mit der Standard Elektrik Lorenz liiert ist, ebenso wie Mix & Genest und Schaub-Lorenz usw., wobei auch die SEL nur ein Zweigunternehmen der amerikanischen ITT ist. Aber auch diese Riesenkonzerne, wie Philips oder die International Telephone and Telegraph Corporation, sind noch keine selbständigen Mächte. Sie werden von noch gewaltigeren Bank-Konsortien kontrolliert. In diesen Bank-Konsortien tauchen jedoch immer wieder die gleichen Namen auf: Rothschild, Morgan, Rockefeller. Rothschild und Morgan kontrollieren Philips; Morgan und Rockefeller kontrollieren die ATT und damit die ITT und daher die SEL; Morgan kontrolliert über die amerikanische General Electric und die AEG Telefunken; und Rockefeller und Mellon haben über Westinghouse ihre Finger in Siemens. Dabei muß man natürlich der Tatsache eingedenk bleiben, daß die Interessengebiete dieser riesenhaften Bank-Konsortien sich nicht nur auf die Elektronik beschränken!

Die ständig wachsende Vergesellschaftung der Produktion wird durch die sich ständig weiter entwickelnden Produktivkräfte erzwungen. Wir haben gesehen, wie dieses

Entwicklungsgesetz der Gesellschaft, das von Marx zuerst erkannt und im „Kapital" formuliert wurde, sich auch in dem Teil der Welt durchsetzt, in dem die kapitalistischen Produktionsverhältnisse noch weiter bestehen. Aber, wie alle Gesetze der gesellschaftlichen Entwicklung im Kapitalismus, setzt sich auch dieses Gesetz nur spontan und elementar durch; es verschärft den Grundwiderspruch des Kapitalismus, der ja gerade in der privaten Aneignung der gesellschaftlichen Produktion besteht. Daher vollzieht sich dieser Prozeß verantwortungslos, anarchisch, widerspruchsvoll und gefährlich.

Verantwortungslos: Der Prozeß der weiteren Vergesellschaftung der Produktion unter Beibehaltung der kapitalistischen Produktionsverhältnisse führt, wie wir gesehen haben, dazu, daß fast das gesamte Nationaleinkommen des kapitalistischen Teils der Welt, d. h. der gesamte durch Arbeit neu geschaffene Reichtum, durch die Hände einer kleinen Gruppe von Personen läuft, die die Leiter der großen internationalen Monopole sind. Niemand hat sie gewählt, kein Staat, keine der Bevölkerung irgendwie verantwortliche Organisation hat sie auf ihre Posten gesetzt, sie sind niemandem gegenüber verantwortlich (außer ihren Aktionären für die ständige Erhöhung der Dividenden) — aber sie sind die wahren Beherrscher der kapitalistischen Nationen, denn sie bestimmen, ob und was produziert wird.

Anarchisch: Dieser Prozeß kann sich natürlich nicht planmäßig vollziehen. Es ergeben sich zufällige Konstellationen aus zeitweiligen Machtverhältnissen. Daß die SEL während der Weltwirtschaftskrise der dreißiger Jahre von der ITT und nicht beispielsweise von Philips aufgekauft wurde, entspricht weder einem sinnvollen Plan noch entspringt es besonderen Verdiensten der ITT; es kam einfach daher, daß die ITT damals konnte und wollte, während Philips entweder nicht konnte oder nicht wollte.

Widerspruchsvoll und gefährlich: Aus dem verantwortungslosen und anarchischen Charakter dieses Prozesses ergeben sich Widersprüche und Gefahren. Denn erstens bilden die genannten Finanzkonsortien keine planmäßige Einheit, sondern setzen sich aus verschiedenen Gruppen zusammen. Die Machtverhältnisse innerhalb dieser Konsortien verändern sich aber auf Grund der ungleichmäßigen Entwicklung der kapitalistischen Monopole. Diese Veränderungen führen zu einem Kampf um die Neuverteilung der Anteile innerhalb der Konsortien. Zweitens finden ständig Versuche bestimmter Gruppen statt, in die Machtbereiche anderer Gruppen einzudringen. Diese Widersprüche führten nach dem II. Weltkrieg bereits zu so ernsten internationalen Spannungen, wie sie in der Ablehnung des englischen Antrages, in die EWG einzutreten, zu Tage traten. Es ist vielleicht nicht allgemein bekannt, daß der kongolesische Krieg zwischen der Zentralregierung Adoula und dem Separatistenführer Tschombe in Katanga ein regelrechter imperialistischer Krieg war, nämlich zwischen den Häusern Rockefeller und Rothschild. Hinter der Union Minière du Haut Katanga, die Tschombe aushielt, steht die Finanzgruppe Rothschild; und die Gruppe Rockefeller versuchte, durch die Unterstützung, die die USA der Zentralregierung Adoula gewährten, sich in der Union Rechte zu verschaffen. Der Krieg endete erst, als der unglückselige Tschombe in seiner Verzweiflung drohte, die Anlagen der Union Minière in die Luft zu sprengen. Daraufhin wurde er natürlich schleunigst abserviert, denn man führte ja den Krieg um die Ausbeutung dieser Anlagen, nicht um sie zu vernichten.

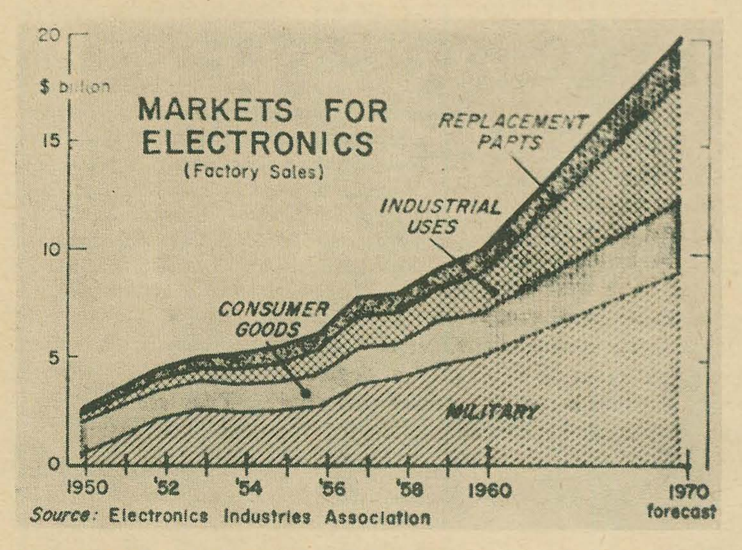
Eine ganz besonders große Gefahr liegt darin, daß die Riesenmonopole eine enge Verflechtung mit dem jeweiligen Staatsapparat herzustellen wußten (daher der Ausdruck: Staatsmonopolistischer Kapitalismus) und diese enge Verbindung dahingehend ausnutzen, um sich Staatsaufträge geben zu lassen. Diese Staatsaufträge sind — dem Charakter der imperialistischen Staaten entsprechend — im allgemeinen Rüstungsaufträge. Dies trifft besonders für die elektronische Industrie der USA zu, worauf wir in der Vergangenheit bereits mehrfach hingewiesen haben [siehe radio und fernsehen 14 (1958) S. 441 und 18 (1958) S. 550]. Unsere Analyse wurde neuerdings u. a. bestätigt von der englischen Wirtschaftszeitschrift *„The Economist"*, die in ihrer Ausgabe vom 14. 10. 1961 folgende Feststellungen in bezug auf die amerikanische elektronische Industrie trifft:

„Es ist eine Tatsache, daß das dramatische Anwachsen der Industrie, in der jetzt 750000 Personen (einschließlich ein Fünftel der Ingenieure der USA) beschäftigt sind, im wesentlichen auf Rüstungsaufträge zurückzuführen ist. Erstens sind die Militäretats fast ständig angewachsen, und zweitens hat sich der Anteil der Elektronik an der Rüstung mehr als verdoppelt. Der Regierungsbedarf wird sicherlich weiterhin ansteigen. Die Raumforschung nimmt schnell zu, und ein noch größerer Anteil jedes für die Rüstung ausgegebenen Dollars geht in die Elektronik, weil die Raketen, die die bemannten Flugzeuge ersetzen, noch viel mehr als Flugzeuge von elektronischen Geräten abhängig sind. Auf der anderen Seite hatten die Rundfunkempfänger-, Fernsehempfänger- und sonstigen elektronische Gebrauchsgüterindustrien, die den zweitgrößten Abschnitt der gesamten elektronischen Industrie darstellen, mit derartigen Absatzschwierigkeiten zu kämpfen, daß sie in dem ganzen Jahrzehnt 1950 bis 1960 kaum einen Zuwachs verzeichnen konnten. Die neueste und wahrscheinlich größte Gefahr rührt von dem Massenimport billiger japanischer elektronischer Waren her, die eine bereits jetzt mit nachlassender Nachfrage kämpfende Industrie weiterhin bedroht . . . Die Nachfrage auf Grund von Ersatzteilbedarf, Export, Anwachsen der Bevölkerung und technischen Neuheiten, wie z. B. Farbfernsehen, ist nicht so groß, um das nächste Jahrzehnt sehr aussichtsreich zu gestalten."

„The Economist" illustriert seine Analyse durch ein hier wiedergegebenes Schaubild, das ab 1960 bis 1970 eine Prognose enthält. Man muß zugeben, daß für das Jahr 1961 — für 1962 liegen uns noch keine Zahlen vor — diese Vorhersage eingetroffen ist. Belief sich der Anteil der Rüstungsproduktion an der gesamten elektronischen Industrie der USA 1957 auf 51,3%, so betrug er 1961 bereits 52,25% [lt. „Electronics World" 3 (1962) S. 6]. Offensichtlich können die Finanzgruppen Morgan und Rockefeller absolut kein Interesse an einer Entspannung der außenpolitischen Situation haben, die die Rüstungsproduktion der von ihnen kontrollierten Gesellschaften bedrohen würde! Und wenn der Anteil der Rüstungsproduktion der westdeutschen elektronischen Industrie auch noch nicht so groß ist wie in den USA, so sind doch die Entwicklungstendenzen die gleichen.

Verantwortungslos, anarchisch, widerspruchsvoll und gefährlich ist die Entwicklung der Vergesellschaftung der Produktion, wenn die kapitalistischen Besitz- und Aneignungsverhältnisse mit Gewalt aufrechterhalten werden. Aus der Tatsache der Vergesellschaftung der Produktion muß die Schlußfolgerung gezogen werden: Vergesellschaftung der Produktionsmittel und ihr planmäßiger Einsatz.

Schäffer



Strukturelle Entwicklung der elektronischen Industrie in den USA (aus "The Economist", 14. 10. 1961)
Es bedeuten:
Markets for electronics: Märkte für elektronische Waren
Factory Sales: Verkauf ab Werk
Replacement Parts: Ersatzteile
Industrial Uses: Kommerzielle Geräte
Consumer Goods: Verbrauchsgüter
Military: Rüstung
forecast: Prognose
Source: Electronics Industries Association: Quelle: Vereinigung der elektronischen Industrie

Der Einsatz von Halbleitern in UHF-Fernsehtunern

KLAUS K. STRENG

Für den aufmerksamen Beobachter ist seit langem der Trend der Halbleitertechnik nach höheren Frequenzen klar ersichtlich. Erschienen etwa 1958 die ersten Transistoren für Frequenzen um 100 MHz auf dem Weltmarkt, so erreichten diese — in der Fertigung — im vergangenen Jahr 1962 bereits 800 MHz [1]. Die Entwicklung ist damit keineswegs abgeschlossen, doch ist es von Interesse, sich den derzeitigen Weltstand auf diesem Gebiet einmal zu vergegenwärtigen. Im folgenden sollen einige markante technische Leistungen auf dem Gebiet der Transistoren beim UHF-Fernsehempfang herausgegriffen werden.

Eine der frühesten Transistoranwendungen im UHF-Tuner sah wie folgt aus: Ein VHF-Transistor arbeitete als Oszillator, seine Frequenz wurde in einer Halbleiterdiode verdoppelt bzw. verdreifacht. Die Amplitude dieser Harmonischen war noch groß genug, um damit in einer weiteren Halbleiterdiode eine Mischung mit der Eingangsfrequenz vorzunehmen [2]. Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung eines solchen Tuners. Sie ähnelt in gewisser Hinsicht der sogenannten Streifentechnik [3], die speziell in den USA während der Anfänge des UHF-Fernsehens entwickelt wurde. Diese Methode bringt aber derart viele Nachteile mit sich, daß sie keinesfalls als endgültige Lösung angesehen werden konnte. Durch das Fehlen einer HF-Vorstufe ist die Empfindlichkeit des Tuners relativ gering, die Gefahr der Störstrahlung von Oszillatorharmonischen über die Antenne dagegen groß. In Europa herrschen in bezug auf die zulässige Störstrahlung wesentlich strengere Bestimmungen als in den USA.

Mit dem Erscheinen von Transistoren mit ausreichend hoher Grenzfrequenz war der Aufbau von Transistor-UHF-Vorstufen möglich. Bild 2 zeigt das Schaltbild einer derartigen Stufe.

In dem Ende 1962 erschienenen volltransistorisierten Fernsehempfänger „Astronaut“ [4] [5] findet man einen Tuner mit 2 × AF 139 (Vorstufe und selbstschwingende Mischstufe). Bild 3 zeigt die komplette Schaltung des UHF-Tuners, und Bild 4 vermittelt eine Übersicht über die mit dieser Schaltung erzielte durchschnittliche Rauschzahl im Vergleich zu der moderner röhrenbestückter UHF-Tuner. Aus diesem Diagramm ist ersichtlich, daß die Transistorbestückung keine technische Spielerei, sondern eine interessante technische Neuerung darstellt. Mit Transistoren lassen sich derzeit mit geringem Aufwand hohe Empfindlichkeiten erzielen, die trotz der weitgetriebenen Röhrenentwicklung im Moment (mit Stiftsockelröhren), nicht erreicht werden können.

Schließlich sei auf eine weitere interessante Tendenz zur Halbleiteranwendung im UHF-Tuner hingewiesen. Untersuchungen zeigten, daß auch Tunneldioden vielversprechende Chancen bieten [6]. Mit der im Bild 5 gezeigten Schaltung wurden Rauschzahlen von 12 ··· 14 dB im Frequenzbereich 455 bis 924 MHz erreicht, doch dürften diese Werte sich zweifellos im Laufe der Entwicklung noch unterbieten lassen.

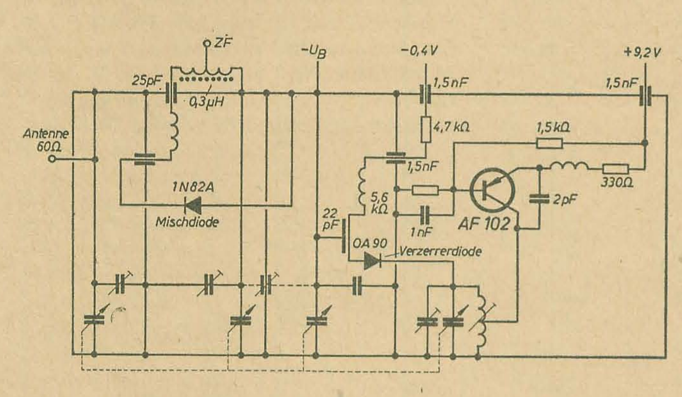
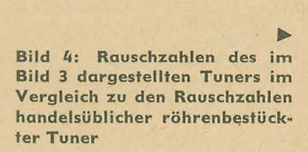


Bild 1: Schaltung eines transistorisierten Tuners mit Oberwellenmischung (Valvo)



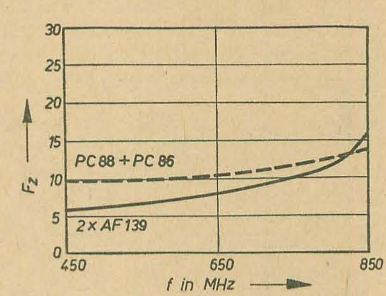


Bild 4: Rauschzahlen des im Bild 3 dargestellten Tuners im Vergleich zu den Rauschzahlen handelsüblicher röhrenbestückter Tuner

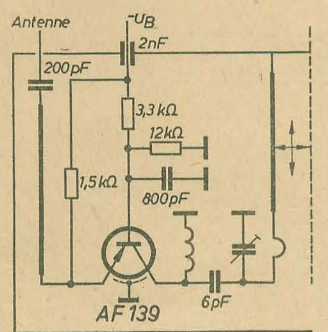


Bild 2: Transistorisierte UHF-Vorstufe

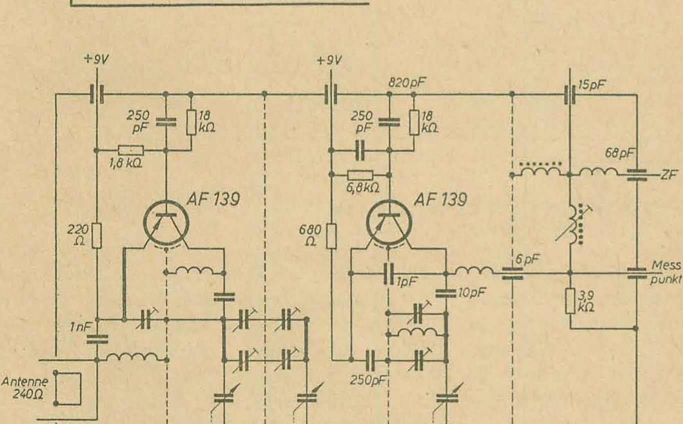


Bild 3: Volltransistorisierter Tuner des „Astronaut“

Bild 5: Muster eines Tuners mit Tunneldioden der General Electric Company

Literatur

[1] Neue Halbleiter und ihre Anwendungen; radio und fernsehen 16 (1962) S. 514 u. 515

[2] Ein UHF-Tuner mit Transistorbestükkung; Funkschau 3 (1962) S. 60

[3] Streng: UHF-Fernsehempfang; VEB Verlag Technik 1962

[4] Oloff: Der erste deutsche Fernsehempfänger mit Transistorbestückung; Funkschau 23 (1962) S. 619 bis 621

[5] Nachrichten und Kurzberichte; radio und fernsehen 1 (1963) S. 2

[6] Gottlieb und Wolfram: Design of Tunnel Diode UHF-TV Tuners; Semiconductor Products 3 (1962) S. 36A bis 36D

Verwendung des FBA I im Physikhörsaal Teil 2 und Schluß

Autorenkollektiv des Lehrstuhls für Physik des Pädagogischen Instituts, Karl-Marx-Stadt

Das vom Videoverstärker gelieferte Videosignal wird im Interesse der galvanischen Trennung über einen Kondensator von 50 nF (C_5) (Bild 7) dem Steuergitter der Videoröhre EL 83 zugeführt. Bei Verwendung des üblichen Gitterableitwiderstandes kommt es durch die RC-Kopplung zu einer Verschiebung des Arbeitspunktes in Abhängigkeit von der mittleren Bildhelligkeit. Um die dadurch entstehenden Gradationsverzerrungen zu vermeiden, wurde anstelle des Gitterableitwiderstandes die Germaniumdiode OA 645 (D_3) verwendet. Die Entladezeitkonstante des Koppelhochpasses wurde dadurch spannungsabhängig, was automatisch zur entgegengesetzten Verschiebung des Ardeodrossel Dr_2 — auf 10 kΩ gewickelt — (Bildröhreneingangskapazität) vorgenommen. Der Arbeitspunkt der Videoröhre wird vorwiegend durch den Katodenwiderstand von 300 Ω (R_6) bestimmt, der mit zwei Kondensatoren (C_6 und C_7) überbrückt ist, um die Gegenkopplung für alle in Betracht kommenden Frequenzen zu verhindern. Die Ankopplung der Bildröhre erfolgt galvanisch an die Anode der Videoverstärkerröhre. Der bei normalen TV-Empfängern übliche Ton-ZF-Sperrkreis kann entfallen, da bei der hier gegebenen Aufgabenstellung kein Tonsignal mit zu übertragen ist.

Das Einstellen der Grundhelligkeit erfolgt mit dem Potentiometer P_2 für jeden Bildschreiber individuell durch eine kontinuierlich regelbare Gleichspannung, die über R_7 (Entkopplungswiderstand) dem Steuergitter (Wehneltzylinder) zugeführt wird. Wie oben bereits dargelegt, besteht darüber hinaus die Möglichkeit der zentralen Helligkeitssteuerung für alle Bildschreiber.

Die Auskopplung der Synchronimpulse erfolgt am reellen Teil des Außenwiderstandes der Videoverstärkerröhre über einen 10-kΩ-Entkopplungswiderstand (R_3). Die Taktzeichen werden dem Amplitudensieb direkt (ECL 81) zugeführt. Eine vorherige Störspannungsbefreiung durch eine Clipperdiode (TV-Empfänger „Rubens" und „Dürer" des VEB RAFENA-Werke) ist nicht erforderlich. Zündfunkenentstörungen u. ä. entfallen bei dieser Anlage, da es sich hier um Kurzschlußbetrieb handelt. Wie die Erprobung der Anlage bewies, haben auch Störungen, die über das Lichtnetz eingekoppelt werden, keinen Ausfall der Zeilensynchronisation zur Folge.

Das Amplitudensieb (Pentodensystem der ECL 81) arbeitet wie üblich mit extrem niedriger Anoden- und Schirmgitterspannung (Spannungsteiler R_{11}/R_{10} und R_{12}/R_{15}) in Gittergleichrichtung. An der Anode des Pentodensystems entsteht das vom Bildinhalt getrennte, aber durch den Trennungsvorgang qualitativ verschlechterte Synchronimpulsgemisch. Es wird im Interesse einer besseren Flankensteilheit der einzelnen Impulse sowie der Verstärkung und Phasendrehung der Impulse einer Impulsbegrenzerstufe (Triodensystem der ECL 81) zugeführt. Da die Synchronisierimpulse an der Anode des Pentodensystems negativ sind, muß der Arbeitspunkt der Impulsbegrenzerröhre in die Nähe des oberen Kennlinienknicks gelegt werden, was durch eine geringe positive Vorspannung (Gitterableitwiderstand R_{13}) erreicht wird.

Die Entmischung der Zeilen- und Bildsynchronisierimpulse erfolgt durch Differentiation und Integration in entsprechenden RC-Netzwerken. Die Bildsynchronisierimpulse werden in einem zweistufigen Tiefpaß (R_{17}/C_{14} und R_{18}/C_{15}) sicher von den Zeilensynchronisierimpulsen getrennt und dem Bildsynchronisierverstärker (EC 92) zugeführt. Diese Röhre arbeitet mit einer fest einstellbaren Gittervorspannung in C-Betrieb. Dadurch wird erreicht, daß nur die positiven Spitzen der durch die Integration erzeugten Steuerspannung zum Auftasten der Röhre führen und eine sichere Synchronisation des folgenden Sperrschwingeroszillators

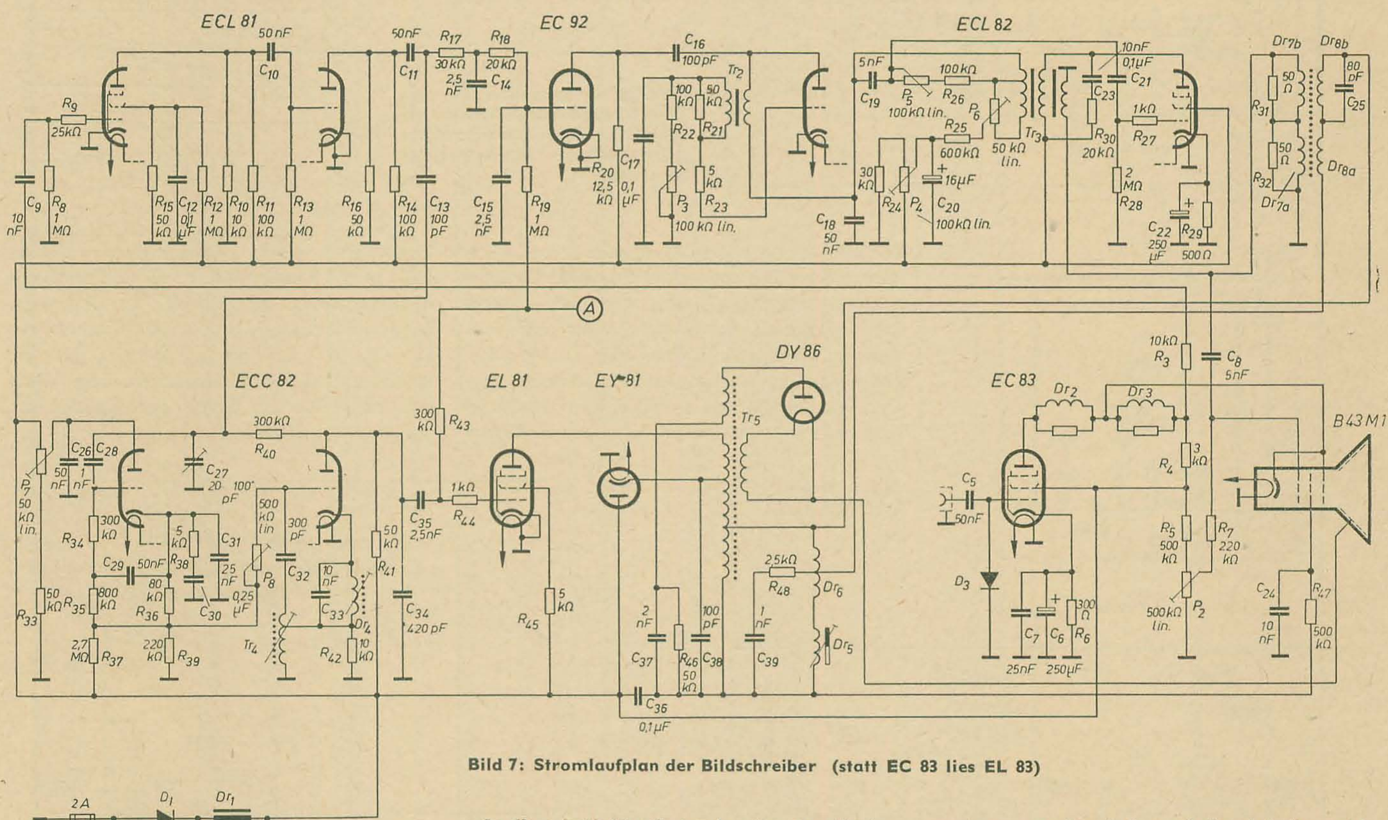


Bild 7: Stromlaufplan der Bildschreiber (statt EC 83 lies EL 83)

beitspunktes der EL 83 führt und damit die Schwarzpegelfesthaltung garantiert.

Die Videoverstärkerröhre EL 83 verstärkt das Signal auf einen Pegel, der zur Aussteuerung der Bildschreibröhre B 43 M 1 reicht. Der reelle Außenwiderstand der Videoröhre beträgt 3 kΩ (R_4). Um die erforderliche obere Grenzfrequenz von 3 MHz zu erreichen, wurde der Außenwiderstand durch die Videodrossel Dr_3 (auf 2 kΩ gewickelt) verlängert und die Ankopplung über den π-Kreis (Videoröhrenausgangskapazität — Vi-

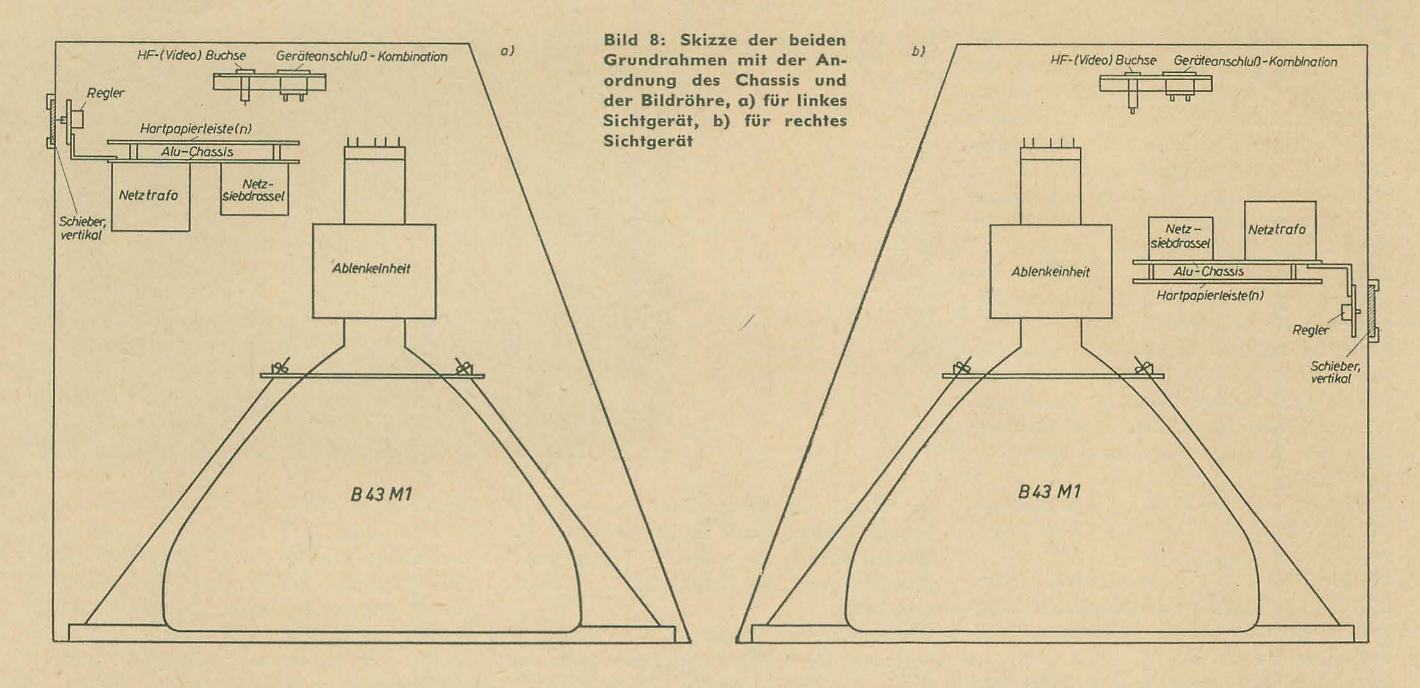


Bild 8: Skizze der beiden Grundrahmen mit der Anordnung des Chassis und der Bildröhre, a) für linkes Sichtgerät, b) für rechtes Sichtgerät

garantieren. An der Anode des Synchronisierverstärkers entstehen negative Nadelimpulse, die über C_{16} dem Sperrschwinger an der Anode zugeführt werden. Die kleine Koppelkapazität sorgt durch zusätzliche Differentiation dafür, daß der Synchronisiereinsatz exakt mit der Anstiegsflanke des Nadelimpulses erfolgt.

Der nun folgende Sperrschwinger (Triodensystem der ECL 82) arbeitet nach der Schaltung z. B. des TV-Empfängers „Dürer“. Er erzeugt die für die Vertikalablenkung der Bildschreibröhre erforderliche Signalspannung an C_{18}. Diese Bildkippfrequenz wird mit einem im Gitterkreis des Sperrschwingers liegenden 100-kΩ-Potentiometer (P_3) eingestellt. Die Amplitude des Sägezahnes läßt sich am Potentiometer P_4 (100 kΩ) einstellen. Die Potentiometer P_5 und P_6 ermöglichen die erforderliche Vorverzerrung des Steuersägezahnes durch veränderliche Gegenkopplung bzw. mitlaufende Ladespannung, um die in der Bildablenkendstufe (Pentodensystem der ECL 82) sowie dem Ausgangsübertrager Tr_3 und den Ablenkspulen Dr_{7a} und Dr_{7b} auftretenden Verzerrungen zu kompensieren.

Der im Sperrschwinger erzeugte Sägezahn gelangt über C_{19}, C_{21}, R_{27} an das Steuergitter der Bildablenkstufe. Hier wird der Sägezahn auf die für die Bildablenkung erforderliche Leistung verstärkt. An der Anode der Bildablenkendröhre liegt eine relativ hohe Impulsspannung, von der allerdings nur ein geringer Teil dem Sägezahn zuzuordnen ist. Der weitaus größere Anteil stammt von den Rücklaufspitzen, die beim periodischen Abschalten durch den Sägezahn im Ausgangsübertrager Tr_3 sowie dem dazugehörigen Spulenkomplex der Vertikalablenkspulen Dr_{7a} und Dr_{7b} trotz Unterdrückung durch das bedämpfende RC-Glied (R_{30}/C_{23}) entstehen. Die Vertikalablenkspulen erhalten den Steuerstrom von der niederohmigen Sekundärspule des Ausgangsübertragers Tr_3. Von der gleichen Wicklung werden über den Kondensator C_8 die Rücklaufspitzen dem Wehneltzylinder der Bildschreibröhre zur Rücklaufverdunklung zugeführt.

Von einer weiteren Wicklung des Ausgangsübertragers Tr_3 werden die für die Vorverzerrung des Steuersägezahnes der Bildablenkendstufe erforderliche Gegenkopplungsspannung über R_{26} sowie die mitlaufende Ladespannung über R_{25} und P_6 abgenommen.

Der Horizontalablenkgenerator (ECC 82, EL 81, EY 81) wurde unverändert von der Schaltung des „Dürer“ übernommen. Er erhält seine Synchronisierspannung vom Ausgang der Impulsbegrenzerstufe (Anode des Triodensystems der ECL 81) über C_{11}, C_{13}, C_{28} an das Steuergitter der Phasenvergleichsröhre ECC 82. Durch die kleine Kapazität C_{13} (100 pF) tritt durch Differentiation eine wirksame Unterdrückung der relativ breiten Bildablenkimpulse ein. Der Phasenvergleichsröhre wird weiterhin über R_{40}, C_{28} der im rechten System (Zeilensperrschwinger) erzeugte Steuersägezahn des Horizontalgenerators zugeführt. Die Phasenvergleichsröhre erzeugt an R_{39} eine von der Phasenlage zwischen dem Horizontalsynchronisierimpuls und dem Steuersägezahn abhängige Gleichspannung, die über P_8 die indirekte Synchronisation des Zeilensperrschwingers garantiert. Zur Grobeinstellung der Zeilenfrequenz dient das Potentiometer P_8, zur Feineinstellung P_7; Dr_4 und C_{33} wirken als Stabilisierungskreis.

Der an C_{34} entstehende Steuersägezahn wird über C_{35} und R_{44} dem Steuergitter der Zeilenablenkendstufe EL 81, die ihre Gittervorspannung über R_{43} aus dem Netzteil erhält, zugeführt.

Die Zeilenendstufe arbeitet in Verbindung mit der Boosterdiode EY 81 und dem Zeilentrafo Tr_5 in der üblichen Boosterschaltung und erzeugt die Horizontalablenkspannung, die über Dr_5 (Zeilenlinearität) — Dr_6 (Zeilenamplitude) den Horizontalablenkspulen Dr_{8a} und Dr_{8b}, zugeführt wird. Aus der Energie, die bei den Zeilenrückläufen durch das zusammenbrechende Magnetfeld des Zeilentrafo-Ablenkspulenkomplexes entsteht, wird in bekannter Weise durch Hochtransformieren und Gleichrichten (DY 86) die erforderliche Hochspannung für die Bildschreibröhre sowie am Boosterkondensator C_{38} die Gleichspannung für das Gitter 2 der Bildschreibröhre erzeugt.

Aufbau

Beim Entwurf der Sichtgeräte wurde berücksichtigt, daß sie entsprechend ihrem Anwendungszweck an den beiden Seitenwänden des Hörsaales angebracht werden sollten; sie erhielten also eine schräg angeordnete Bildröhre und folglich auch ein abgeschrägtes Gehäuse. Letzteres erhielt die im Bild 8 gezeigten beiden Grundrißformen zum Aufhängen auf der linken und rechten Hörsaalseite.

Die Gehäuse bestehen aus Grundrahmen und Gehäusekappe. Beide sind aus Holz gefertigt. Der Grundrahmen dient zur Aufnahme der Bildröhrenmaske mit Halterung und Bildröhre, des schwenkbaren Vertikalchassis, des Netzanschlusses und einer HF-Buchse für die Zuführung des Videosignals. Die Gehäusekappe enthält die erforderliche Sichtscheibe aus Sicherheitsglas. Sie weist außerdem noch einen vertikalen, mit einem Schieber verschließbaren Schlitz zur gelegentlich erforderlichen Bedienung der Einstellregler auf.

Beim Entwurf eines für beide Gehäuseformen verwendbaren Vertikalchassis wurde auf die zweckmäßige Anordnung der Bauelemente in bezug auf eine ausreichende Kühlung geachtet. Als Material für dasselbe empfahl sich

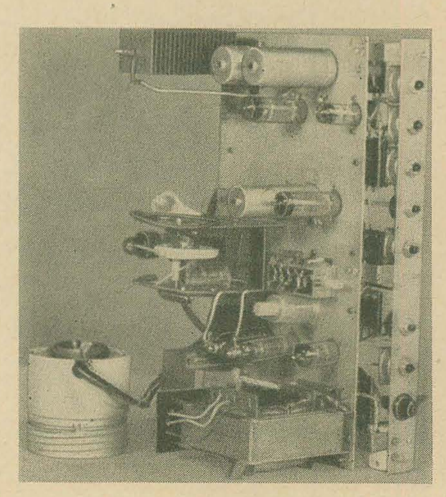


Bild 9: Das Vertikalchassis von oben gesehen, links die steckbare Ablenkeinheit

Aluminium von 2 mm Dicke. Sämtliche Einstellregler mit geschlitzter Achse sind auf der Abwinklung des Chassis montiert (Bild 9). Das Chassis kann ausgeschwenkt werden. Dadurch lassen sich anfallende Reparaturarbeiten ohne Schwierigkeiten ausführen.

Die Anordnung der einzelnen Baugruppen bzw. Bauelemente auf der Oberseite des schwenkbaren Vertikalchassis wurde, von unten nach oben betrachtet, wie folgt vorgenommen (vgl. hierzu Bild 9): Netztransformator und Netzsiebdrossel

Zeilenablenkteil mit Zeilenendröhre (EL 81), Boosterdiode (EY 81), Zeilengenerator- und Phasenvergleichsröhre (ECC 82), Zeilentransformator mit Bild-(bzw. Zeilen-)breitenregler (einschl. Linearitäts- und Korrekturspule Zeile)

Amplitudensieb (ECL 81), Videoendröhre (EL 83) (hinter dem Elko C_{23} siehe Bild 7 auf Mitte des Chassis liegend).

Bildablenkteil mit Bildablenkendröhre (ECL 82) und Bildablenkausgangstransformator (unterhalb des Chassis) Bildsynchronisierverstärkerröhre (EC 92)

Selengleichrichter sowie je ein Lade- und Siebelektrolytkondensator

Auf der abgewinkelten rechten Seite des Chassis (Bild 9) sind die Einstellschichtwiderstände mit geschlitzter Achse für gelegentlich erforderliche Einstellungen für folgende Funktionen vorgesehen (von unten nach oben betrachtet):

Bildfrequenz
Bildlinearität, oben
Bildhöhe
Bildlinearität, unten
Helligkeit
Zeilenfrequenz, fein
Zeilenfrequenz, grob

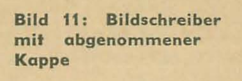
(Die Bild- bzw. Zeilenbreite wird mit dem bereits erwähnten Bauelement auf dem Chassis geregelt.)

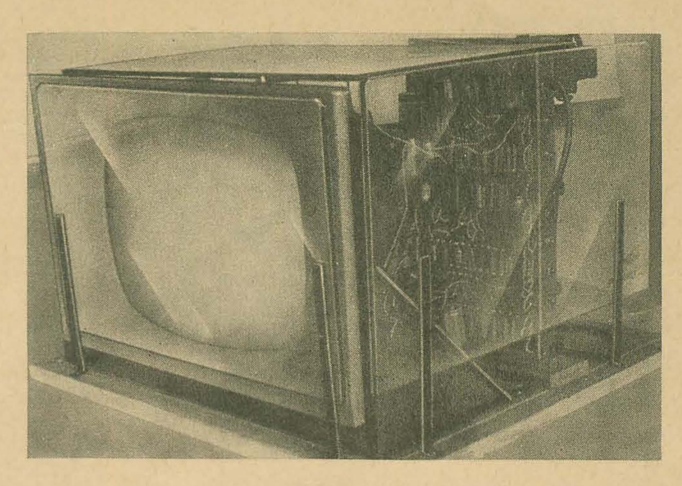
Auf der Unterseite des Vertikalchassis (Bild 10) finden sämtliche erforderlichen kleinen Bauelemente, wie Kondensatoren, Widerstände, der Zeilensperrschwingertransformator und die Schwungradkreisspule, auf fünf Hartpapierleisten mit Lötösen Platz. Der Bildsperrschwinger- und der Bildausgangstransformator sind direkt auf das Chassis montiert.

Die fünf Hartpapierleisten sind mit den Bauelementen für die folgenden Baugruppen (von unten nach oben betrachtet) bestückt:

1. HP-Leiste Zeilenendstufe;
2. HP-Leiste Zeilengenerator (links: Zeilensperrschwingertransformator und rechts: Schwungradkreisspule);
3. HP-Leiste Phasenvergleich, Videoendstufe, Amplitudensieb;
4. HP-Leiste Bildsynchronisierverstärker, Amplitudensieb und Gittervorspannungserzeugung; (dazwischen links der Bildsperrschwingertransformator)
5. HP-Leiste Bildablenkendstufe; (oben rechts der Bildausgangstransformator)

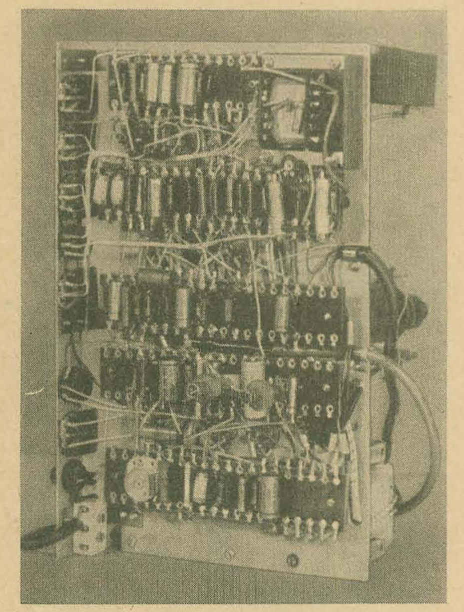
Die Verdrahtung ist aus Bild 10 zu ersehen. Zu ergänzen ist hierzu noch, daß für die hochspannungführenden Leitungen (siehe Bild 7) Hochspannungskabel (Lupolen-Zündkabel) und für die Videozuleitung Hochfrequenzkoaxialkabel (60 ··· 70 Ω) (Bild 10 rechts, unteres Kabel) zu verwenden ist. Während das letztere und das Bildröhrenanschlußkabel (Bild 10 rechts, oberes Kabel) fest mit dem Chassis verbunden sind, sind die gebündelten Verbindungsleitungen der Ablenkeinheit mit Oktalsockel und -fassung (siehe Bild 9 links unter dem Zeilentrafo) steckbar ausgeführt. Weiteres zum Gesamtaufbau ist Bild 11 zu entnehmen.


Bild 11: Bildschreiber mit abgenommener Kappe



Literatur

[1] Glemser und Flügel: Verwendung einer Fernseheinrichtung zur Demonstration chemischer Experimente im Hörsaal; Die Naturwissenschaften 9 (1957)
[2] Loos/Schmidt: Industrielles Fernsehen; VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1960
[3] Schaaf: Angewandte Fernsehtechnik; VEB Verlag Technik, Berlin, 1961
[4] Kreizer: Videoverstärker; VEB Verlag Technik, Berlin, 1956
[5] Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Bd. 1 bis 4; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin, 1952—57
[6] Streng: Berechnung und Anwendung der Anodenbasisstufe; radio und fernsehen 24 (1958) und 2 (1959)


Bild 10: Das Vertikalchassis von unten gesehen; rechts: oberes Kabel Bildröhrenanschlußkabel, darunter HF-Koaxialkabel für die Zuführung des Videosignals

Verwendung des Kofferempfängers „Stern 2" zur Schallplatten- und Tonbandwiedergabe

Für die Wiedergabe von Schallplatten- und Tonbandaufnahmen darf bei dem Gerät keine Wellenbereichstaste, auch nicht die Aus-Taste, gedrückt sein. Die Lautstärke wird genau wie bei Rundfunkempfang geregelt. Die Steckbuchsen zum Anschluß der Geräte werden am besten auf der rechten Seite neben den Batterien in die Holzwandung eingelassen. Abstand von Buchse zu Buchse 20 mm. Diese Lösung ist am besten, denn wenn einmal eine Reparatur am Empfänger auszuführen ist, so bekommt man das Chassis noch heraus.

Da bei Wiedergabe von Tonbandaufnahmen eine Diodenschnur vorhanden ist, muß diese so abgeändert werden, daß auf der einen Seite die Wiedergabeschnur mit zwei Bananenstecker versehen wird.

Bei der Wiedergabe ist darauf zu achten, daß die Stecker am Empfänger richtig gepolt sind. Bei eventuellem Brummen sind diese umzupolen.

Dieser Hinweis ist hauptsächlich für Schallplattenwiedergabe gedacht, wobei ein Plattenspieler ohne Verstärkung Verwendung findet. Tonbandgeräte haben ja meistens einen eingebauten Lautsprecher. Sollen Tonbandaufnahmen wiedergegeben werden, ist darauf zu achten, daß der Lautstärkeregler des Tonbandgerätes nicht so weit aufgedreht wird (höchstens $^1/_4$ vom voll aufgedrehten Zustand), da sonst eine Übersteuerung der Transistoren des Empfängers eintritt.

zum Bf I
10 kΩ
1 kΩ
zum Bf III
Lautstärkeregler
10 kΩ log
5 nF
25 nF
Steckbuchsen
Chassis
10 kΩ
Basis T_4

Bild 1: Zusatzschaltung

Klaus Letsch

Eine Schaltung zur Erzeugung fallender Strom-Spannungskennlinien

ROLF THIEMER

Allgemeines

Die Möglichkeiten, fallende Strom-Spannungskennlinien (sogenannte Dynatronkennlinien) mit Elektronenröhren zu erzeugen, sind vielseitig. Man unterscheidet echte negative Widerstände, bei denen fallende Kennlinien durch den Entladungsmechanismus in der Röhre entstehen, wie z. B. durch Sekundäremission oder Stromverteilung, negative Widerstände infolge endlicher Elektronenlaufzeiten und negative Widerstände durch Gleichstrommitkopplung [1].

Zum negativen Widerstand, der dadurch gekennzeichnet ist, daß er eine fallende Strom-Spannungskennlinie in einem Stromkreis aufweist [1], z. B. fallende I_a-U_a-Kennlinien, unterscheidet man noch die Gruppe von Schaltungen, die fallende Kennlinien in zwei durch das aktive Element verknüpften Stromkreisen zeigen, z. B. fallende I_{g2}-U_{g3}-Kennlinien. Unter die zuletzt genannte Gruppe fallen das Transitron, der Transitron-Miller-Generator und das Phantastron [2]. Diese Schaltungen werden für die Umformung oder Erzeugung nichtsinusförmiger Spannungen (Impuls- bzw. Sägezahnspannungen) verwendet.

Die folgende Schaltung, die ebenfalls unter die zuletzt genannte Gruppe fällt, zeigt fallende I_a-U_e-Kennlinien. Sie kann jedoch zur Verstärkung und Erzeugung sinusförmiger Spannungen benutzt werden.

Wirkungsweise der Schaltung

Im Bild 1 ist eine Pentode dargestellt, deren Steuergitterpotential positiv ist. Der Spannungsabfall am Katodenwiderstand R_k kompensiert diese Spannung, so daß sich zwischen Steuergitter und Katode eine negative Spannung einstellt. Das Bremsgitter liegt auf Nullpotential.

Die Funktion $I_a = f(U_e)$ im Bild 2 zeigt, daß trotz steigender Eingangsspannung U_e der Anodenstrom I_a nach Durchlaufen eines Maximums wieder absinkt. Dieses Verhalten ist auf die Beeinflussung der Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter zurückzuführen. Würde man das Bremsgitter auf Katodenpotential legen, so ergäbe sich im Arbeitsgebiet eine Stromverteilung nach *Tank*

$$\frac{I_{g2}}{I_a} = C\sqrt{\frac{U_{g2}}{U_a}},$$

wobei C eine von den Röhrenabmessungen abhängige Konstante ist. Dies bedeutet also, daß das Verhältnis von Schirmgitter- zu Anodenstrom bei gegebenem C allein vom Verhältnis der zugehörigen Spannungen abhängt. Für die Funktion $I_a = f(U_e)$ wirkt sich dies so aus, daß mit steigender Eingangsspannung der Anodenstrom ebenfalls steigt.

Legt man das Bremsgitter jedoch an Masse, so wird, bezogen auf die Katode, die Spannung U_k als negative Spannung am Bremsgitter wirksam, wodurch die Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter beeinflußt wird.

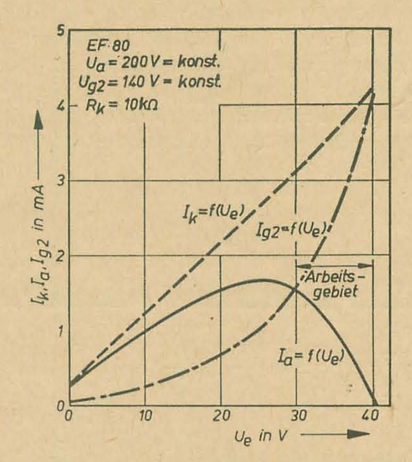


Bild 2: Anoden-, Schirmgitter- und Katodenstrom in Abhängigkeit der Eingangsspannung

Der Katodenstrom I_k ergibt sich nach dem Raumladungsgesetz zu:

$$I_k = K\,(U_g + D_{g2} U_{g2} + D_{g2} D_{g3} U_{g3} + D_{g2} D_{g3} D_a U_a)^{3/2}$$

Die Anodenspannung hat bekanntlich nur einen vernachlässigbar geringen Einfluß auf den Katodenstrom, da das Produkt der Durchgriffe vernachlässigbar klein ist. Auch die Auswirkung der Bremsgitterspannung auf den Katodenstrom, die in diesem Falle

$$U_{g3} = -U_k$$

ist, kann vernachlässigt werden.

I_k wird also von der Steuergitterspannung $U_g = U_e - U_k$ und entsprechend dem Schirmgitterdurchgriff D_{g2} von der Schirmgitterspannung $U_{g2} = U_2 - U_k$ bestimmt.

Eine stetig kleiner werdende negative Steuergitterspannung und eine sich nur wenig ändernde Schirmgitterspannung lassen deshalb den Katodenstrom ansteigen, auch wenn der Anodenstrom durch die, bezogen auf die Katode, negativer werdende Bremsgitterspannung absinkt. Der Strom muß also vom Schirmgitter übernommen werden.

Die Funktionen $I_k = f(U_e)$ $I_a = f(U_e)$ und $I_{g2} = f(U_e)$ sind im Bild 2 wiedergegeben. Es wurde eine EF 80 mit einem $R_k = 10\ k\Omega$ verwendet.

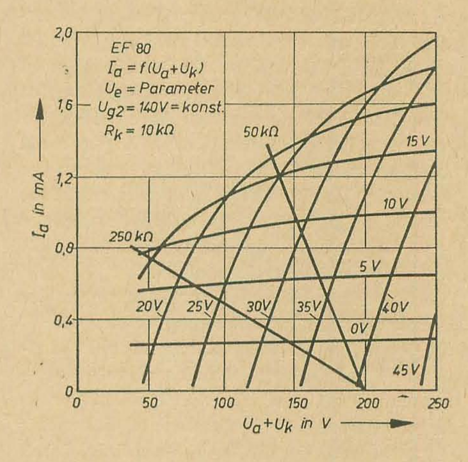


Bild 4: I_a-($U_a + U_k$)-Kennlinienfeld der Schaltung nach Bild 1

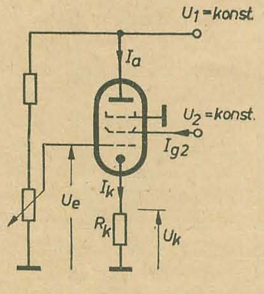


Bild 1: Schaltung zur Erzeugung einer fallenden I_a-U_e-Kennlinie

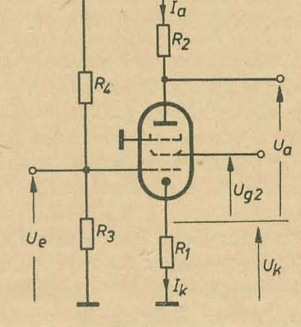


Bild 3: Verstärkerstufe mit phasengleicher Ein- und Ausgangsspannung ▶

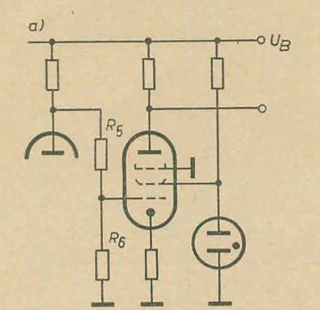
Anwendungen

Man kann das beschriebene Verhalten der Stufe benutzen, um Spannungen zu verstärken, ohne daß die Ausgangsspannung 180° gegenüber der Eingangsspannung verschoben ist. Dies ist natürlich nur für spezielle Fälle notwendig, da im allgemeinen die Phasenlage der Ausgangsspannung nicht interessiert. Zu diesem Zweck wird wie üblich ein Arbeitswiderstand R_2 eingefügt (Bild 3) und der Arbeitspunkt in das Gebiet der fallenden I_a-U_e-Kennlinien gelegt.

Die Verstärkung, die mit einer solchen Stufe erreicht werden kann, ist jedoch nicht hoch, da die Bremsgittersteilheit für die Verstärkung maßgebend, ist. Man kann hier auch geeignete Hexoden bzw. Heptoden benutzen, wobei man das Gitter 3 zur Steuerung der Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter verwendet. Damit können höhere Verstärkungen erzielt werden. Der Katodenwiderstand muß so gewählt werden, daß man das Gitterpotential entsprechend hoch legen kann, wie dies der Kennlinienverlauf des Bremsgitters erfordert.

Die Schirmgitterspannung darf nicht zu klein sein, damit im fallenden I_a-U_e-Gebiet noch kein Gitterstrom fließt, andererseits ist die obere Grenze durch die zugelassene maximale Schirmgitterverlustleistung gegeben.

Im Bild 4 ist das I_a-($U_a + U_k$)-Kennlinienfeld einer EF 80 mit einem $R_k = 10\ k\Omega$ dargestellt, in das die Widerstandsgeraden für 250 kΩ und 50 kΩ eingezeichnet sind. Es ist leicht zu erkennen, daß der Verstärkungsfaktor bei 250 kΩ etwa 6,5 und bei 50 kΩ etwa 4 beträgt.



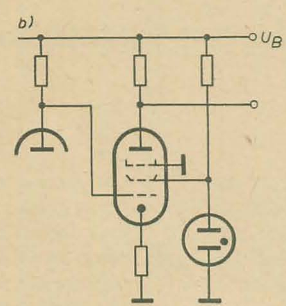


Bild 5: a) Gleichstromkopplung einer Stufe nach Bild 3 bei höherem Anodenruhepotential der Vorröhre gegenüber U_e, b) Gleichstromkopplung einer Stufe nach Bild 3 bei gleichem Anodenruhepotential der Vorröhre gegenüber U_e

Der Arbeitspunkt wird für RC-Kopplung mit dem Spannungsteiler R_3, R_4 eingestellt. Der reale Anteil des Eingangswiderstandes ergibt sich aus der Parallelschaltung von R_3 und R_4 (Bild 3), da nicht im Gitterstromgebiet gearbeitet wird. Für Gleichstromkopplung ist die Stufe insofern günstig, da ohnehin ein positives Potential am Gitter liegen muß. Ein Spannungsteiler R_5, R_6 liegt dann an der Anode der Vorröhre bzw. kann ganz entfallen, wenn das Ruhepotential der Vorröhrenanode so niedrig ist, daß der richtige Arbeitspunkt erreicht wird (Bilder 5a und 5b).

Die Stufe ist hinsichtlich der Änderungen der Röhrendaten infolge Alterung relativ stabil, da der hohe Katodenwiderstand eine kräftige Gegenkopplung bewirkt. Diese Gegenkopplung vermindert aber nicht die bei starker Durchsteuerung auftretenden nichtlinearen Verzerrungen, da die I_a-U_e-Kennlinie durch die Steuerung über das Bremsgitter im fallenden Teil nicht linear ist. Wählt man $R_a = 50\,k\Omega$, $R_k = 10\,k\Omega$ und verwendet man eine EF 80, so ergibt sich bei 10 V_{eff} Ausgangsspannung ein Klirrfaktor von etwa 8 %.

Das eingangs erwähnte Verhalten dieser Stufe kann natürlich auch zur Schwingungserzeugung herangezogen werden, indem man die Ausgangsspannung mit einem frequenzbestimmenden Glied auf den Eingang rückkoppelt. Naheliegend ist ein RC-Generator, bei dem als frequenzbestimmendes Glied der bekannte RC-Spannungsteiler verwendet wird, dessen Teilspannung nur bei einer bestimmten Frequenz in Phase mit seiner Speisespannung ist. Mit dieser Frequenz wird sich der Generator also erregen, sofern die Verstärkung V gleich oder größer als das reziproke Teilerverhältnis

$$\delta = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}$$

ist.

Für die Resonanzfrequenz ist, solange kein Gitterstrom fließt, bekanntlich $\delta = {}^1/_3$. V muß also mindestens 3 sein, was, wie bereits festgestellt auch erreicht wird.

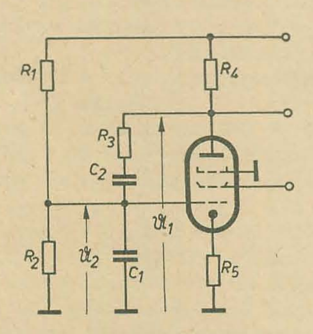


Bild 6: Schaltung nach Bild 3 als RC-Generator unter Verwendung eines RC-Spannungsteilers im Rückkopplungszweig

Ein Vorteil dieser Schaltung ist, daß zusätzliche Koppelglieder, die unerwünschte Phasendrehungen verursachen, entfallen, da der RC-Spannungsteiler gleichzeitig die Potentialtrennung zwischen Gitter und Anode vornimmt.

Bei Frequenzbereichsumschaltung muß das Teilerverhältnis R_1/R_2 erhalten bleiben, damit der Arbeitspunkt nicht verschoben wird. Für eine kontinuierliche Durchstimmung wird zweckmäßig eine C-Variation benutzt.

Literatur

[1] Rothe und Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter

[2] H. Lingenfelder: Phantastron-Kippschaltung mit Röhren und Transistoren; radio und fernsehen 22 (1961) S. 696 bis 699

Eine einfache Amateur-Fernsehkamera

N. PUDOLLEK

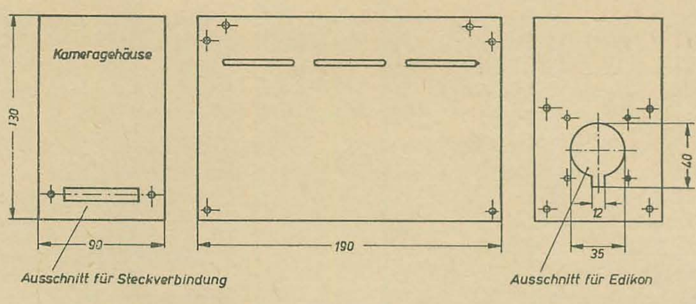
Teil 2 und Schluß

Mechanischer Aufbau

Die Fernsehkamera besteht im wesentlichen aus dem Kameragehäuse, dem Ablenksystem und dem Verstärkerchassis. Das Verstärkerchassis ist aus 1,5 mm dickem Alu-Blech hergestellt. Der Gehäusemantel ist beiderseitig mit Entlüftungschlitzen versehen. Die abgewinkelte Grundplatte enthält einen Ausschnitt für die Bildaufnahmeröhre an der Stirnseite. Die Abmessungen dieser Blechteile sind im Bild 8 enthalten, während Bild 9 die fertige Kamera vor dem Einbau des Verstärkerchassis zeigt. Auf der Unterseite der Grundplatte ist im Schwerpunkt eine Reduzierschraube, wie für Fotoapparate erhältlich, befestigt, so daß die Kamera an jedes stabile Fotostativ geschraubt werden kann. Die Form und Abmessungen des Kameragehäuses werden im besonderen durch das Ablenksystem bestimmt.

Aufgrund des geringen Ablenkwinkels dürfte der Selbstbau des Ablenksystems keine allzugroßen Schwierigkeiten bereiten. Das Ablenksystem dient gleichzeitig zur Halterung der Aufnahmeröhre. Am einfachsten ist zunächst die Herstellung der Fokussierspule. Dazu wird ein Hartpapierrohr von 53 mm ⌀ benötigt, das an beiden Enden mit Flanschen aus 4 ··· 6 mm dickem Hartpapier verbunden ist. Die Flansche enthalten jeweils vier Bohrungen, durch die dann entsprechende Gewindebolzen gesteckt werden können, die das fertige Ablenksystem zusammenhalten. Aus Bild 10 sind die Maße dieser Teile zu ersehen. Auf den fertigen Spulenkörper werden dann nach dem Beseitigen aller scharfer Kanten, die zu Beschädigungen des dünnen Drahtes von 0,1 mm ⌀ führen könnten, die Windungen der Fokussierspule aufgebracht. Windungszahlen und Drahtstärken sind in der Tabelle 1 zusammengefaßt. Die fertige Fokussierspule wird mit einer dicken Isolierpappe umwickelt. Eine Lagenisolation erübrigt sich.

Für die Herstellung der Ablenkspulen werden weitere Hartpapierrohre mit 30 und 40 mm ⌀ verwendet. Die Zeilenspulen sind gegenüber den Bildablenkspulen niederohmiger und haben daher weniger Windungen. Sie sitzen unmittelbar über dem Endikon auf dem Hartpapierrohr, das auch die Aufnahmeröhre aufnimmt. Das Endikon hat neben der Signalplatte einen Pumpstutzen. Für diesen wird im Hartpapierrohr eine Aussparung vorgesehen (Bild 11). An der Stirnseite dieses Rohres sind außerdem drei Federn aus Messingblech (evtl. von einer alten Flachbatterie) angebracht. Sie dienen als Kontakte für die Signalplatte und sind untereinander durch dünnen Draht verbunden. Die Messingfedern werden wie im Bild 12b abgewinkelt und in das Hartpapier eingepaßt. Auf der anderen Seite des Rohres ist eine kreisrunde Scheibe, ebenfalls aus Hartpapier, befestigt. Sie ist so bemessen, daß sie gerade in die Fokussierspule hineinpaßt, so daß auf diese Weise das Ablenksystem befestigt werden kann. Für die Herstellung der Ablenkspulen selbst sind zunächst entsprechende Wickelvorrichtungen anzufertigen. Im Bild 12a sind die Abmessungen angegeben. Sie können aus Hartpapier, Plexiglas oder auch aus Sperrholz angefertigt werden. Der Kern ist an den Kanten abgerundet. Er hat für die Zeilenspulen andere Abmessungen als für die Bildspulen, dagegen lassen sich die Seitenteile für beide verwenden. Die Seitenteile haben in den Diagonalen vier Schlitze, durch die dann dünne Fäden aus Bindegarn gelegt werden, die bei den Zeilenspulen nach jeweils 50 Windungen zu verknoten sind. Dadurch werden die einzelnen Ablenkspulen stabil genug, um auch beim Anpassen an das Hartpapierrohr ihre Form zu behalten. Die fertigen Spulen werden an den Fadenenden so zusammengebunden,



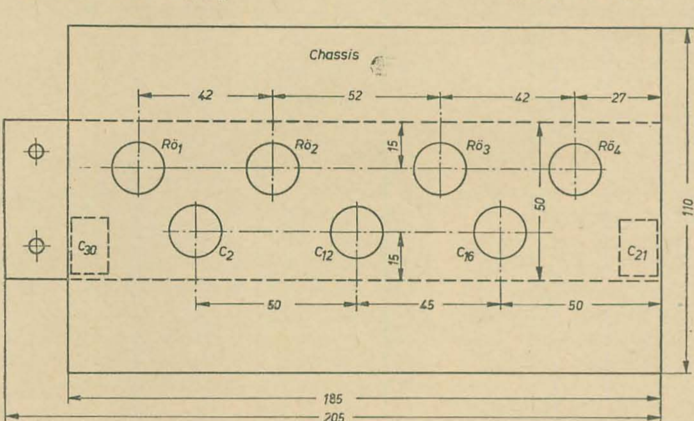


Bild 8: Abmessungen der Blechteile

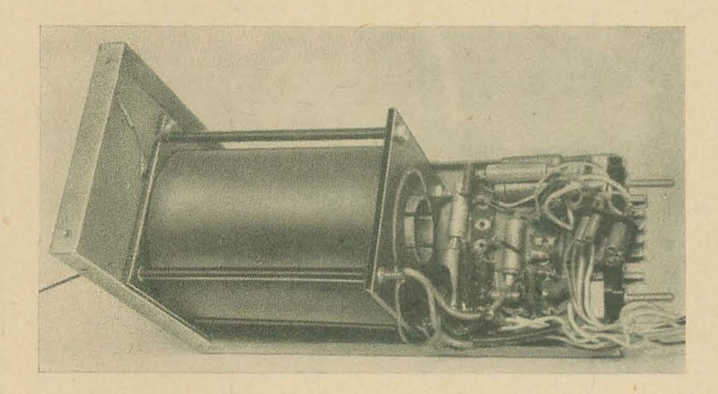


Bild 9: Fertige Kamera vor dem Einbau des Videoverstärkers

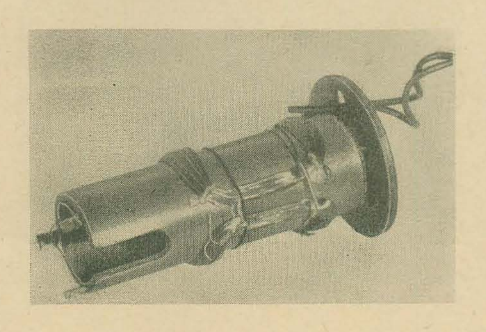
Bild 10: Einzelteile des Ablenksystems

daß sie straff auf dem Hartpapier aufsitzen. Es ist darauf zu achten, daß die Zeilenspulen symmetrisch angeordnet sind, und zwar so, daß ihre Achse um 90° zum Ausschnitt für den Pumpstutzen gedreht ist. Die fertige Zeilenablenkeinheit wird anschließend mit einem dünnen Schutzlack (evtl. Duosan) überzogen. Auf die gleiche Weise werden die Bildablenkspulen hergestellt. Hier genügt es, alle 100 Windungen das Abbindegarn zu verknoten. Als Träger für die Bildspulen dient ein einfaches Hartpapierrohr mit 40 mm ∅. Nachdem die Spulen auf dem Rohr befestigt sind, wird es auf die Zeilenablenkeinheit geschoben.

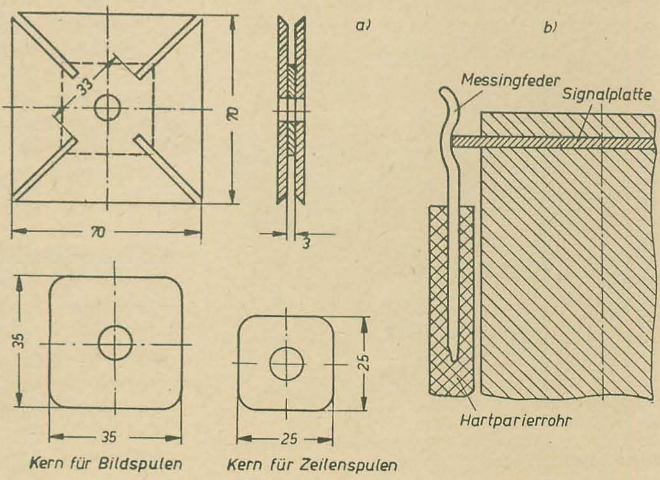
Bild 13 zeigt die fertigen Spulen vor dem Zusammenbau des Ablenksystems. Zuvor ist es noch erforderlich, die Ablenkspulenpaare zu prüfen und zu entkoppeln. Die jeweils zusammengehörenden Spulen sind hintereinander geschaltet. Die richtige Zusammenschaltung der Spulen ist wichtig, damit sich die Felder nicht gegenseitig aufheben. Dies kann beim Einschalten der Kamera zur Zerstörung der hochempfindlichen Halbleiterschicht auf der Aufnahmeröhre führen!

Die Spulen sind richtig geschaltet, wenn der Wickelanfang der einen mit dem Wickelende der anderen verbunden ist. Bei Verwendung einer L-Meßbrücke läßt sich die Zusammenschaltung der Spulen leicht überprüfen. Sie ist richtig, wenn die Gesamtinduktivität etwas größer als die Summe der Teilinduktivitäten ist, andernfalls ist sie kleiner. Die Ablenkspulenpaare müssen genau 90° gegeneinander verdreht sein, damit die abgetastete Bildfläche kein Parallelogramm an Stelle eines Rechtecks darstellt. Bei der Bildwiedergabe wirkt sich dieser Parallelogrammfehler dann so aus, daß waagerechte und senkrechte Bildlinien keinen rechten Winkel mehr zueinander haben. Bild 14 zeigt die Auswirkung dieses Fehlers auf dem Ausschnitt eines Testbildes. Bei genau 90° verdrehten Spulenpaaren stehen die Kraftlinien des einen parallel zu den Windungen des anderen, so daß in diesen keine Spannung induziert wird. Um dies zu kontrollieren, werden die Zeilenspulen über einen Widerstand von 20 Ω an die Heizspannung von 6,3 V gelegt. Mit einem hochempfindlichen Spannungsmesser, oder noch besser mit einem Oszillografen, ist an den Bildspulen die induzierte Spannung zu messen. Die Bildspulen werden so lange verdreht, bis die angezeigte Spannung ein deutliches Minimum hat. Danach werden sie durch eingeleimte Keile so festgelegt, daß sie sich nicht mehr verdrehen können.

Die bei der Zeilenabtastung entstehenden Spannungsimpulse können auf die Signalplatte der Aufnahmeröhre einstrahlen, wo-



◄ Bild 11: Vollständige Zeilenablenkeinheit mit Halterung für das Endikon



► Bild 12: a) Wickelvorrichtung für die Ablenkspulen, b) Befestigung der Kontaktfedern für die Signalplatte

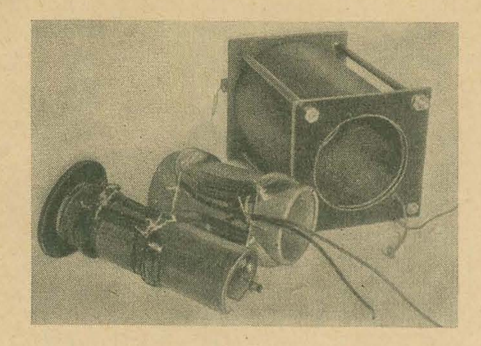


Bild 13: Fertige Spulen vor dem Zusammenbau des Ablenksystems

durch erhebliche Störungen im Fernsehbild (als dunkle senkrechte Streifen) auftreten. Es ist deshalb notwendig, die Aufnahmeröhre sehr sorgfältig abzuschirmen. Diese statische Abschirmung muß so ausgeführt sein, daß die Kapazität an der Signalplatte nicht vergrößert wird. An der Vorderseite der Fokussierspule wird dazu ein dünner Kupfer- oder Messingzylinder eingesetzt. Er ist im Bild 10 zu erkennen. Der Zylinder enthält

Chassis ist U-förmig abgewinkelt. Abmessungen und Lage der Einzelteile sind Bild 8 zu entnehmen. Bei der Verdrahtung ist, besonders zwischen der Signalplatte des Endikons und dem Verstärkereingang, auf kapazitätsarme Ausführung zu achten. Die Drosseln für die Frequenzkorrektur in den Anodenleitungen sind auf 0,25-W-Widerstände gewickelt. Die Heizleitungen werden beiderseitig durchgezogen, um Brummeinstreuungen durch Chassisströme zu vermeiden. Die Eingangsstufe wird zusätzlich abgeschirmt. In den Bildern 16 und 17 wird der Aufbau und die Verdrahtung des Kameraverstärkers gezeigt.

Auf der Grundplatte des Gehäuses sind die Entkoppel- und Siebglieder für die Betriebsspannungen der Aufnahmeröhre und die Schaltelemente für die Rücklaufaustastung und Pegelhaltung auf Lötösenleisten befestigt. Für die Stromversorgung der Kamera ist eine Steckverbindung in Form einer Messerleiste vorgesehen. Das Kamerakabel besteht aus drei abgeschirmten Leitungen, von denen zwei einen Wellenwiderstand von 60 bzw. 75 Ω besitzen, und sieben gut isolierte

denn sowohl Halterung wie auch Objektiv wirken als statische Abschirmung der Signalplatte.

Inbetriebnahme und Einstellung

Die fertige Kamera wird zunächst ohne Röhren an den Fernsehempfänger angeschlossen und überprüft, in dem an den Röhrenfassungen die Spannungen gemessen werden. Danach können die Röhren eingesetzt werden. Der Videoverstärker ist so bemessen, daß bei unwirksamer Korrekturstufe zwischen dem Eingang an C_{29} und dem Ausgang an der Anode von $Rö_{31}$ ein annähernd linearer Amplitudenfrequenzgang zwischen 50 Hz und

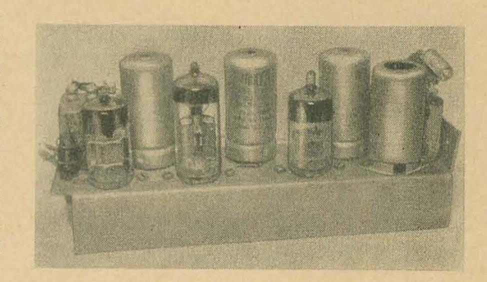


Bild 16: Ansicht des Videoverstärkers

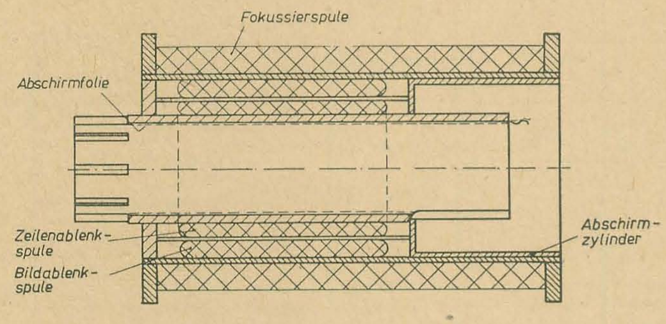


Bild 14: Schnitt durch das fertige Ablenksystem

Bild 17: Verdrahtung des Videoverstärkers

einen runden Ausschnitt, durch den das Hartpapierrohr mit den Zeilenspulen gerade hindurchgeht und somit eine straffe Führung erhält. In das Innere des Rohres wird außerdem eine Abschirmung aus dünner Kupfer- oder Aluminiumfolie geklebt. Damit keine Kurzschlußwindung entsteht, sind mehrere Längsschlitze anzubringen. Beide Abschirmungen sind zu erden. Bild 15 zeigt noch einmal den Zusammenbau des vollständigen Ablenksystems.

Der Videoverstärker ist am Vorderteil der Kamera verschraubt und befindet sich über dem Ablenksystem. Als Chassis ist eine Alu-Blechplatte von 1 mm Dicke besser als entsprechendes Eisenblech geeignet, da die Ablenkung durch eventuelle Magnetisierung des Eisenbleches gestört werden kann. Das

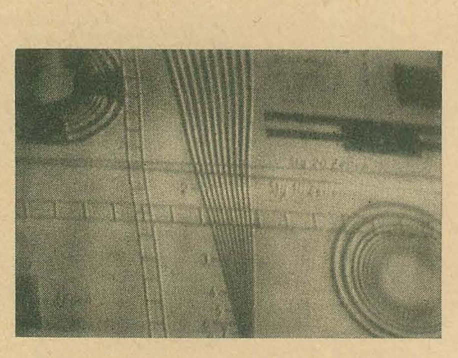


Bild 15: Auswirkung des Parallelogrammfehlers auf den Ausschnitt eines Testbildes

Litzen. Lediglich für die Heizspannungen sind etwas größere Querschnitte notwendig. Die Länge des Kabels ist wegen der angepaßten Abschlüsse unkritisch. Sollen größere Entfernungen überbrückt werden, so ist eine Reihenheizung der Kamera zu empfehlen. Die Zusatzwicklung auf dem Zeilentransformator besteht aus 15 ··· 20 Windungen gut isolierten Schaltdrahtes. Zur Vermeidung von Überschlägen aus der Hochspannungsspule ist die Wicklung mehrmals zu verlacken. Im Bild 18 wird ein 70°-Zeilentransformator mit einer Zusatzwicklung für die Zeilenablenkung in der Kamera gezeigt. Linearitäts- und Größenspule sind ebenso wie die zusätzlichen Gleichrichter und Siebglieder im Fernsehempfänger untergebracht.

Die Halterung für die Optik vor der Aufnahmeröhre ist ganz vom verwendeten Objektivtyp abhängig. Grundsätzlich läßt sich für die Kamera jede Optik eines Fotoapparates verwenden. Zu bevorzugen sind selbstverständlich die lichtstärkeren Objektive mit Öffnungsverhältnisse unter 1 : 3,5. Damit können auch bei ungünstigen Beleuchtungsverhältnissen noch brauchbare Bilder übertragen werden. Äußerst günstig sind die kurzbrennweitigen Objektive der 16-mm-Schmalfilmkamera. In jedem Fall ist die Halterung so anzuordnen, daß der Abstand zwischen der Aufnahmeröhre und dem Objektiv verändert und später arretiert werden kann. Zwischen Kameragehäuse, Halterung und Objektiv muß eine gute Masseverbindung bestehen,

4 MHz erzielt wird. Um diesen zu überprüfen, wird R_{17} in der Katode des Korrekturverstärkers kurzgeschlossen.

Der Oszillator ist mit einem Meßsender oder Frequenzmesser auf die genaue Bildträgerfrequenz eines genormten Fernsehkanals ein-

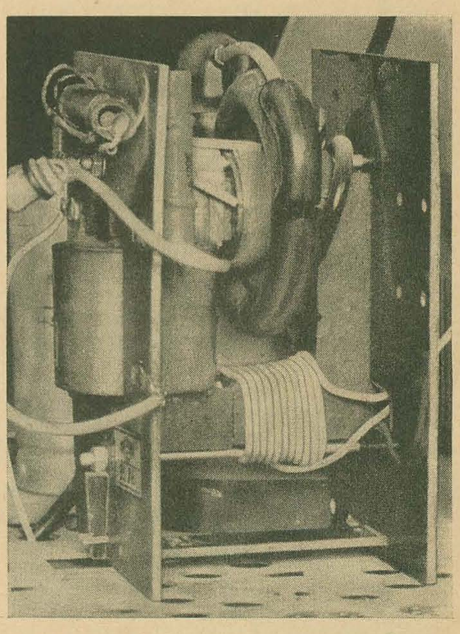
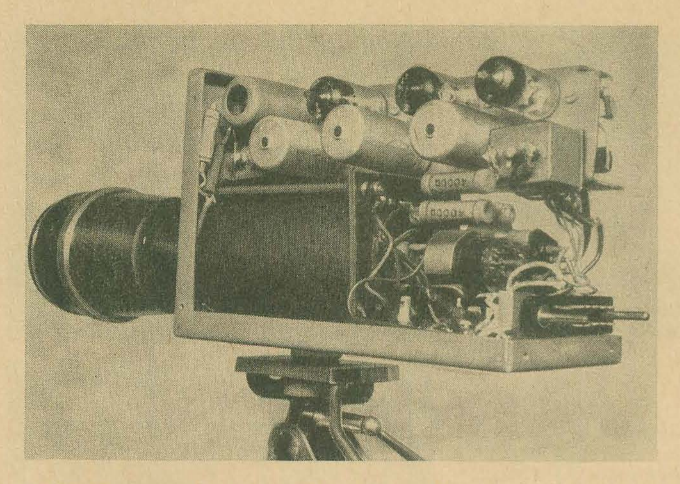


Bild 18: 70°-Zeilentransformator mit Zusatzwicklung für die Kamera



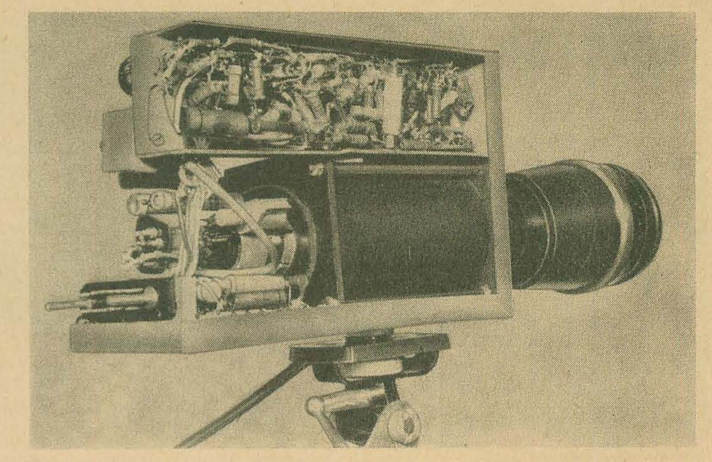


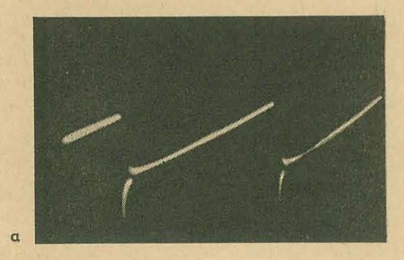
Bild 19: Seitenansichten der geöffneten Fernsehkamera

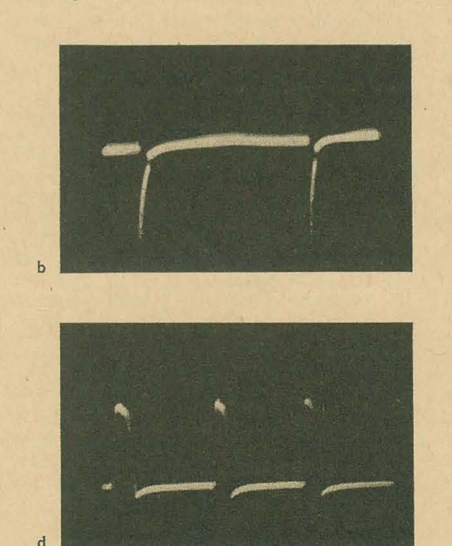
zustellen, damit die volle Bandbreite des Fernsehempfängers ausgenutzt werden kann. Nach dem Oszillatorabgleich wird der Empfänger auf den entsprechenden Kanal eingestellt. Auf dem Bildschirm muß dann ein starkes Moire erscheinen, sobald man mit der Hand in die Nähe des Verstärkereingangs gelangt. Die Bildfrequenz ist mit dem Netz zu synchronisieren. Nach dieser Funktionskontrolle des Videoverstärkers sind die Betriebsspannungen für die Aufnahmeröhre zu messen, ebenso die Regelbereiche der Potentiometer. Bevor das Endikon eingesetzt werden kann, sind die Sägezahnströme durch das Ablenksystem zu prüfen, damit bei fehlerhafter Ablenkung ein Einbrennen der Aufnahmeröhre vermieden wird. Die Ablenkströme werden mit einem Oszillografen gemessen, wobei an dem Vorwiderstand für die Zeilenablenkung (R_{35}) eine Sägezahnspannung von etwa 3 V_{ss} abfallen muß. An den Bildablenkspulen stehen 4,5 V_{ss}. Im Bild 20 sind die Oszillogramme dieser Ablenkspannungen enthalten. Nachdem der Strahlstromregler an den linken Anschlag gestellt ist, so daß am Wehneltzylinder —85 V stehen und auch die Plattenspannung auf 0 V gedreht ist, kann das Endikon eingesetzt werden. Dabei ist äußerste Vorsicht zu empfehlen, damit der empfindliche Pumpstutzen nicht beschädigt wird. Überhaupt sind beim Umgang mit der Aufnahmeröhre die vom Hersteller angegebenen Vorschriften sorgfältig zu beachten.

Nachdem das Endikon eingesetzt ist, kann die Anlage wieder eingeschaltet werden. Auf dem Bildschirm des Fernsehempfängers sind Kontrast und Helligkeit so einzustellen, daß sämtliche Veränderungen in der Aufnahmeröhre kontrolliert werden können. Danach wird die Plattenspannung auf etwa 30 V hochgeregelt und der Strahlstrom soweit erhöht, daß gerade eine Umladung der Halbleiterschicht in der Aufnahmeröhre erfolgen kann. Auf dem Bildschirm sieht man dabei, wie sich die Bildfläche mit einem weißen Schleier überzieht, der dann rasch wieder verschwindet, so daß nun die etwas dunklere Abbildung der Halbleiterschicht zu sehen ist. Mit P_2 der Fernbedienung kann jetzt die Fokussierungsspannung verändert werden, bis irgendwelche Unebenheiten in der Halbleiterschicht scharf zu erkennen sind. Ist dies erfolgt, so kann die Kamera auf eine gut beleuchtete Szene gerichtet werden. Das Bild wird allerdings erst nach der optischen Scharfstellung am Objektiv zu erkennen sein. Dabei ist der Strahlstrom soweit zu erhöhen, daß wieder die erwähnte Umladung der Halbleiterschicht erfolgt. Durch die Lichteinwirkung fließt nun mehr Ladung ab, so daß der Strahlstrom vergrößert werden muß. Nun können abwechselnd elektrische Schärfe (Fokussierung), Strahlstrom und optische Schärfe verändert werden, bis ein optimales Bild entsteht. Plattenspannung, Strahlstrom und Fokussierung sind die drei voneinander abhängigen Einstellgrößen an einer Vidikonkamera. Zu hoch eingestellter Strahlstrom bedingt einen erheblichen Auflösungsverlust. Er sollte nicht größer eingestellt werden, als zur Umladung gerade notwendig. Eine Erhöhung der Plattenspannung steigert zwar die Empfindlichkeit, verursacht aber einen größeren Dunkelstrom. Es wird dabei mehr Strahlstrom benötigt. Nun kann mit der Justierung der abgetasteten Bildfläche begonnen werden. Dazu ist ein Testbild notwendig, das man sich ohne weiteres selbst anfertigen kann. Zu beachten ist dabei, daß die abgetastete Bildfläche ein Seitenverhältnis von 3 : 4 besitzt. Für die Beurteilung der Bildgeometrie ist ein Streifen- oder Schachbrettmuster sehr nützlcih. Das Testbild ist in einer solchen Entfernung zur Kamera anzubringen, daß es auf der Halbleiterschicht im Format 9,6 × 12,8 mm abgebildet wird. Der Abstand richtet sich nach der Brennweite des verwendeten Objektivs und den Abmessungen des Testbildes. Genau genug kann er mit der nachstehenden Gleichung berechnet werden:

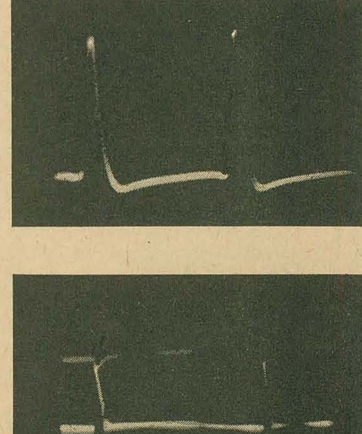
$$\text{Abstand} = \frac{\text{Bildbreite} \times \text{Brennweite}}{12{,}8} \quad [\text{mm}]$$

Der Abstand wird von der Stirnseite der Kamera gemessen. Die Amplitude der Zeilen- und Bildablenkung in der Kamera wird nun so eingestellt, daß das Testbild die gesamte Bildfläche ausfüllt. Dabei ist festzustellen, daß eine Vergrößerung der Ablenkspannung für die Kamera eine Verkleinerung des wiedergegebenen Bildes zur


a


b

d

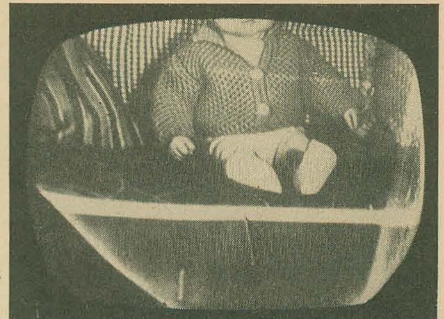

c

e

Bild 20: Oszillogramme aus der Kamera; a) Vertikalablenkspannung an den Bildspulen, b) Differenzierte Bildablenkspannung am Gitter von $Rö_{3II}$, c) Differenzierte Zeilenablenkspannung an der Katode von $Rö_{3II}$, d) Zeilenaustastspannung an der Katode des Endikons, e) Bildaustastspannung an der Katode des Endikons

Folge hat. Ist die Bildlage nicht richtig eingestellt, so wird der kreisförmige Rand der Halbleiterschicht sichtbar. Der Rand ist auch zu sehen, wenn eine der Ablenkamplituden zu groß eingestellt ist. Bildlage und Ablenkspannung sind optimal eingestellt, wenn an den Ecken der abgetasteten Bildfläche gerade noch kein Rand zu sehen ist. Der Elektronenstrahl kann noch mit Hilfe eines zusätzlichen Magneten (Ablenkmagnet WF Nr. 96. 72013.1), der in der Nähe des Wehneltzylinders auf die Röhre geschoben wird, so justiert werden, daß eine gleich-





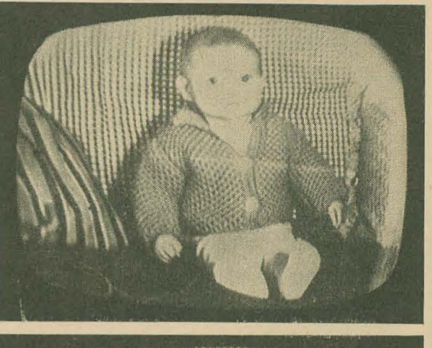




Bild 21: Schirmbilder bei verschiedenen Einstellungen; a) Ablenkamplituden in der Kamera zu groß eingestellt, b) richtige Ablenkspannung, jedoch Lage in vertikaler Richtung verschoben, c) zu kleiner Strahlstrom eingestellt, die hellen Teile des Bildes sind noch nicht umgeladen, d) richtig bemessener Strahlstrom eingestellt, vollständige Umladung der Halbleiterschicht

Tabelle 1: Wickeldaten der Spulen und Drosseln

Bezeichnung	Windungen	Drahtdurchmesser in mm	Wickelkörper	Bemerkungen
$L_1 \cdots L_4$ Korrektorspule	70	0,12 CuLS	Schichtwiderstand	Kreuzwickel
L_5 HF-Drossel	10	0,5 CuL	10 mm ∅ ohne Kern	1 µH
L_6 Oszillatorspule	2×4	0,5 CuL	10 mm ∅ mit Kern	0,7 µH
L_7 Zeilenablenkspule	je 100	0,32 CuL	siehe Text	0,5 mH
L_8 Bildablenkspule	je 650	0,25 CuL		30 mH
L_9 Fokussierspule	27000	0,1 CuL		10,4 kΩ
L_{10} Größenregler	150	0,32 CuL	Dralowid-Würfelspule	
L_{11} Linearitätsregler	250	0,2 CuL		

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Teil	Bezeichnung	Wert	Belastbarkeit
C_{1}	Papierkondensator	5 nF	350 V
C_{2}	Elektrolytkondensator	25 µF	350/385 V
C_{3}	Keramikkondensator	250 pF	125 V
C_{4}	Papierkondensator	5 nF	250 V
C_{5}	Elektrolytkondensator	2 µF	250/275 V
C_{6}	Papierkondensator	50 nF	350 V
C_{7}	Keramikkondensator	250 pF	125 V
C_{8}	Papierkondensator	5 nF	350 V
C_{9}	Elektrolytkondensator	25 µF	350/385 V
C_{10}	Papierkondensator	50 nF	350 V
C_{11}	Papierkondensator	5 nF	350 V
C_{12}	Elektrolytkondensator	8 µF	350/385 V
C_{13}	Papierkondensator	50 nF	350 V
C_{14}	Keramikkondensator	250 pF	125 V
C_{15}	Papierkondensator	5 nF	350 V
C_{16}	Elektrolytkondensator	25 µF	350/385 V
C_{17}	Papierkondensator	0,2 µF	350 V
C_{18}	Keramikkondensator	250 pF	125 V
C_{19}	Papierkondensator	5 nF	350 V
C_{20}	Keramikkondensator	1 nF	350 V
C_{21}	Elektrolytkondensator	16 µF	350/385 V
C_{22}	Keramikkondensator	500 pF	350 V
C_{23}	Elektrolytkondensator	5 µF	350/385 V
C_{24}	Keramikkondensator	5 nF	350 V
C_{25}	Keramikkondensator	10 pF	250 V
C_{26}	Keramikkondensator	30 pF	350 V
C_{27}	Papierkondensator	1 nF	125 V
C_{28}	Keramikkondensator	1 nF	350 V
C_{29}	Papierkondensator	5 nF	125 V
C_{30}	MP-Kondensator	0,5 µF	125 V
C_{31}	Elektrolytkondensator	2 µF	350/385 V
C_{32}	Papierkondensator	10 nF	350 V
C_{33}	Papierkondensator	10 nF	350 V
C_{34}	Papierkondensator	0,1 µF	350 V
C_{35}	Elektrolytkondensator	2 µF	250/275 V
C_{36}	Elektrolytkondensator	2 µF	250/275 V
C_{37}	Papierkondensator	0,5 µF	125 V
C_{38}	Elektrolytkondensator	50 µF	6,8 V
C_{39}	Elektrolytkondensator	200 µF	6/8 V
C_{40}	Elektrolytkondensator	50 µF	6/8 V
C_{41}	Elektrolytkondensator	200 µF	6/8 V
C_{42}	Elektrolytkondensator	5 µF	350/385 V
C_{43}	Elektrolytkondensator	200 µF	350/385 V
C_{44}	Elektrolytkondensator	200 µF	6/8 V
C_{45}	Elektrolytkondensator	200 µF	6/8 V
C_{46}	Elektrolytkondensator	50 µF	12/15 V
C_{47}	Elektrolytkondensator	50 µF	12/15 V
C_{48}	Elektrolytkondensator	100 µF	350/385 V
C_{49}	Elektrolytkondensator	50 µF	350/385 V
C_{50}	Elektrolytkondensator	8 µF	450/500 V
C_{51}	Elektrolytkondensator	2 µF	250/275 V
C_{52}	Papierkondensator	0,1 µF	350 V
C_{53}	Papierkondensator	1 nF	500 V
C_{54}	Papierkondensator	0,1 µF	350 V
D_{1}	Germaniumdiode	OA 705	
D_{2}	Germaniumdiode	OA 685	
R_{1}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,1 W
R_{2}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,25 W
R_{3}	Schichtwiderstand	150 Ω	0,1 W
R_{4}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{5}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{6}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,25 W
R_{7}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,1 W
R_{8}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,25 W
R_{9}	Schichtwiderstand	150 Ω	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,25 W
R_{11}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand	200 Ω	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,25 W
R_{14}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,25 W
R_{15}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand	150 Ω	0,1 W
R_{17}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,25 W
R_{18}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,25 W
R_{19}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,25 W
R_{20}	Schichtwiderstand	50 kΩ	1 W
R_{21}	Schichtwiderstand	200 Ω	0,1 W
R_{22}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,5 W
R_{23}	Schichtwiderstand	200 Ω	0,1 W
R_{24}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,1 W
R_{25}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,5 W
R_{26}	Schichtwiderstand	500 Ω	0,25 W
R_{27}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{28}	Schichtwiderstand	120 Ω	0,1 W
R_{29}	Schichtwiderstand	500 Ω	0,25 W
R_{30}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,1 W
R_{31}	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1 W
R_{32}	Schichtwiderstand	25 kΩ	0,1 W
R_{33}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,1 W
R_{34}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_{35}	Schichtwiderstand	20 Ω	0,25 W
R_{36}	Schichtwiderstand	10 kΩ	2,0 W
R_{37}	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,5 W
R_{38}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W
R_{39}	Schichtwiderstand	150 Ω	2,0 W
R_{40}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_{41}	Regelwiderstand	100 Ω	0,25 W
R_{42}	Schichtwiderstand	50 Ω	0,25 W
R_{43}	Regelwiderstand	100 Ω	0,25 W
R_{44}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,25 W
R_{45}	Regelwiderstand	1 kΩ	0,5 W
R_{46}	Schichtwiderstand	500 Ω	0,25 W
R_{47}	Schichtwiderstand	500 Ω	0,25 W
R_{48}	Schichtwiderstand	300 kΩ	0,5 W
R_{49}	Drahtwiderstand	0,5 kΩ	3 W
R_{50}	Drahtwiderstand	10 Ω	0,5 W
R_{51}	Schichtwiderstand	0,5···1 MΩ	1,0 W
R_{52}	Schichtwiderstand	500 kΩ	0,25 W
R_{53}	Schichtwiderstand	800 kΩ	0,5 W
R_{54}	Schichtwiderstand	500 kΩ	0,25 W
R_{55}	Schichtwiderstand	500 kΩ	0,25 W
Gr_{1}, Gr_{2}	Gleichrichter	10 V	0,1 A
Gr_{3}	Pillengleichrichter	250 V	0,05 A
Gr_{4}	Gleichrichter	250 V	0,1 A

Diodenmischstufe als Zusatzgerät zum Serviceoszillografen EO 1/70 (EO 1/71)

Ing. RUDOLF GROLLMISCH

Zu den gebräuchlichsten Geräten in Laboratorien gehört der Oszillograf. Er gestattet mit relativ geringem Aufwand eine Reihe von Messungen, zu denen sonst aufwendige Meßanordnungen notwendig wären. Daneben wird jedoch der Oszillograf z. B. sehr oft zur Darstellung zeitabhängiger Vorgänge, zur Darstellung von Durchlaßkurven und zur Abbildung von Röhrenkennlinien benutzt [1]. Am meisten wird der Oszillograf zur Darstellung von nieder- und hochfrequenten Schwingungen verwendet.

Zu den am häufigsten für diese Messungen benutzten Oszillografen gehört der in den Werkstätten und Labors sehr verbreitete Serviceoszillograf des VEB Technisch-physikalische Werkstätten Thalheim.

Entsprechend dem bei der Konstruktion zugrundeliegenden Verwendungszweck haben diese Oszillografen nur einen Frequenzgang bis zu etwa 5 MHz.

Der vor einiger Zeit entwickelte Typ EO 1/71 gestattet noch sehr gut die Darstellung hochfrequenter Schwingungen bis zu 5 MHz.

Dieser Frequenzgang reicht für die meisten Messungen aus. Manchmal ist es jedoch notwendig, höhere Frequenzen darzustellen, z. B. für Messungen an TV-Empfängern.

Noch spürbarer macht sich der Mangel bei Messungen an kommerziellen Geräten bemerkbar. Diese Geräte arbeiten oft im Frequenzbereich von 20 ··· 60 MHz.

Die Darstellung hochfrequenter Vorgänge in diesem Frequenzbereich ist jedoch auch mit dem Oszillografen EO 1/70 möglich. Dazu braucht man nur die zu untersuchende Schwingung in den Frequenzbereich des Oszillografen zu transponieren. Das geschieht in einer Anordnung entsprechend Bild 1.

Die darzustellende Frequenz wird in einer Mischstufe mit einer Hilfsfrequenz f_H gemischt.

Die Mischstufe verfügt über eine Kennlinie, die durch die Reihe

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \cdots + a_n u^n$$

darstellbar ist.

Wird eine additive Mischung durchgeführt, d. h., ist

$$u = \hat{u}_M \sin_M t + \hat{u}_H \sin_H t,$$

entstehen auf Grund des quadratischen Gliedes am Ausgang der Mischstufe die Frequenzen $f_H + f_M$ und $f_H - f_M$. Daneben erscheinen selbstverständlich die Frequenzen f_H und f_M ebenfalls am Ausgang.

Stellt man die Frequenz f_H so ein, daß die Differenzfrequenz $f_H - f_M$ in den Frequenzbereich des Oszillografen fällt, dann ist die Differenzfrequenz sichtbar.

Ist die Schwingung der Frequenz f_H rein sinusförmig, dann entspricht die Differenzfrequenz in ihrer Form der darzustellenden Frequenz f_M.

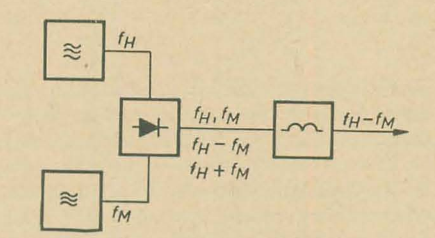


Bild 1: Prinzip der Mischung

Es ist einzusehen, daß auch etwaige Seitenbänder der Frequenz f_M dargestellt werden und daß der Abstand der Seitenbänder zu der Differenzfrequenz dem Abstand der Seitenbänder zu der Frequenz f_M entspricht. Ebenso bleibt das Verhältnis der Amplituden der Seitenbänder und der Mittenfrequenz f_M unverändert.

Auf Grund dieser Tatsache entsprechen der gemessene Modulationsgrad und der gemessene Frequenzhub der dargestellten Differenzfrequenz vollkommen den Modulationsgrößen der auszumessenden Frequenz f_M.

Damit ist bei Benutzung einer Mischung die oszillografische Ermittlung der Modulationsgrößen von Schwingungen mit einer Frequenz höher als 10 MHz möglich.

Prinzipiell läßt sich dafür jede Mischstufe verwenden. In den meisten Fällen wird eine Mischstufe mit Röhren aufgebaut. Der dazu erforderliche Aufwand ist jedoch oft beachtlich. Die Mischstufe benötigt zum Beispiel ein sorgfältig ausgelegtes Netzteil, wobei hohe Forderungen an die Siebung zu stellen sind, damit keine zusätzliche Brummodulation erfolgt.

Sehr gut eignet sich zur Mischung eine Mischstufe, die mit Halbleiterdioden aufgebaut ist. Im Handel sind genügend Typen von Dioden erhältlich, mit denen sich röhrenlose Mischschaltungen aufbauen lassen. Es eignen sich dazu alle herkömmlichen Typen von Germaniumdioden (z. B. OA 625, OA 645 usw.). In der nachfolgend beschriebenen Diodenmischstufe wurde eine Diode vom Typ OA 623 erprobt.

Die Diodenmischstufe zeichnet sich nicht nur durch den geringen Aufwand aus, sie ist der Röhrenschaltung auch im Frequenzgang überlegen. In [3] sind einige Ausführungen zur Schaltungstechnik der Diodenmischstufen aufgeführt.

Schaltung

Für den Anschluß an den Oszillografen EO 1/70 (EO 1/71) wurde eine Diodenmischstufe aufgebaut, die die Darstellung von Schwingungen im Frequenzbereich von 10 bis 50 MHz gestattet. Die verwendete Schaltung zeigt Bild 2.

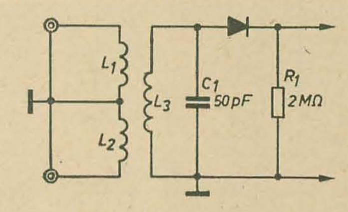


Bild 2: Stromlaufplan der Mischstufe

Aus der Schaltung ist ersichtlich, daß der Aufwand an Bauelementen verschwindend gering ist. Der Eingang der Mischstufe ist aperiodisch ausgeführt. Da beide Frequenzen erdunsymmetrisch über Koaxialkabel zugeführt werden, wurde ein Eingangsübertrager vorgesehen. Gleichzeitig wird dadurch erreicht, daß die Spannungen der beiden Frequenzen im eigentlichen Mischkreis in Reihe liegen.

Die Spulen $L_1 \cdots L_3$ wurden auf einen gemeinsamen Spulenkörper von 15 mm Länge mit je 25 Windungen (0,1 mm CuL) gewickelt. Die geringe Induktivität reicht für die Übertragung vollkommen aus. Zugleich stellt damit der Übertrager einen Hochpaß dar, so daß bei nicht abgeschirmten Meßanordnungen das Schirmbild nicht „verbrummt" wird.

Der Arbeitswiderstand der Mischstufe wurde auf Grund der Parameter bei der Aufnahme der Mischdämpfung zu 2 MΩ gewählt. Zur Verbesserung des Übertragungsfaktors vom Eingang zur eigentlichen Mischstufe wurde die Sekundärseite als Schwingkreis ausgebil-

---

Fortsetzung von Seite 342

mäßige Ausleuchtung der Bildfläche erzielt wird. Wenn Bildfläche und Rastergröße justiert sind, läßt sich dann die Linearität in Zeilenrichtung mit L_{11} einstellen. Linearität und Größe sind voneinander abhängig und müssen wechselseitig verändert werden. Eine vertikale Linearitätsregelung ist bei dieser Schaltung nicht möglich. Höhere Anforderungen auf Bildgeometrie sind erst mit speziellen Kippgeneratoren erfüllbar. Zum Abschluß kann dann noch die Entfernungsskala am Objektiv geeicht werden. Dazu wird eine Szene eingestellt, die weiter als die maximale Entfernungseinstellung am Objektiv entfernt ist. Die Optik wird nun auf unendlich gestellt und mit Hilfe der Objektivhalterung so eingestellt, daß ein scharf gezeichnetes Bild auf dem Schirm entsteht. Danach wird das Objektiv arretiert, die Entfernungsskala stimmt nun mit der tatsächlichen Schärfeentfernung überein.

Aufbau, Eigenschaften und Einsatz industrieller Fernsehanlagen werden ausführlich in dem Buch von G. Schaaf

Angewandte Fernsehtechnik

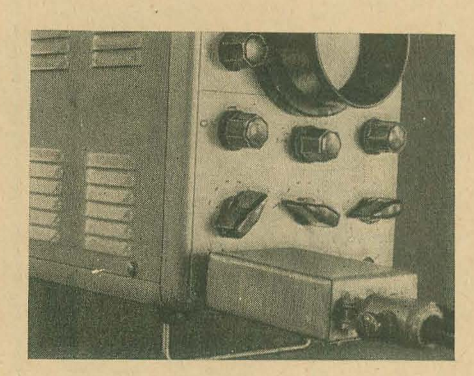
vom VEB Verlag Technik, Berlin, behandelt. Es umfaßt 260 Seiten und kostet 23,— DM

det. Die Resonanzfrequenz liegt bei 40 MHz. Der Arbeitswiderstand bedämpft mit seinem halben Wert den Schwingkreis, ist also vernachlässigbar.
Auf einen Kondensator im Ausgang wurde verzichtet, da der Eingang des Oszillografen schon kapazitiv ausgebildet ist. Gemeinsam mit dem Oszillografen hat die Mischstufe einen exponentiell abfallenden Frequenzgang mit einer oberen Grenzfrequenz von 750 kHz. Im Bild 3 ist der Frequenzgang der Mischstufe in Abhängigkeit von den Werten der Bauelemente dargestellt. Die steil abfallenden Flanken sind auf den Frequenzgang des Resonanzübertragers zurückzuführen.

Bild 3: Frequenzgang der Mischanordnung

Aufbau

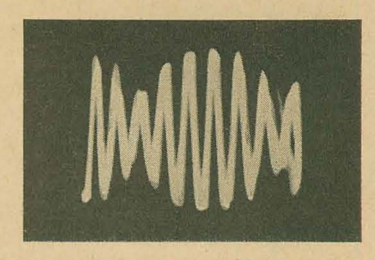
Die gesamte Schaltung wurde in ein vernickeltes Stahlblechgehäuse untergebracht. Zum Anschluß an den Oszillografen ist an der einen Stirnseite ein Koaxialstecker vorgesehen. Ein angeschraubter Bananenstecker sichert die Mischstufe vor dem Verdrehen. Die Mischstufe ist im Bild 4 zu erkennen.

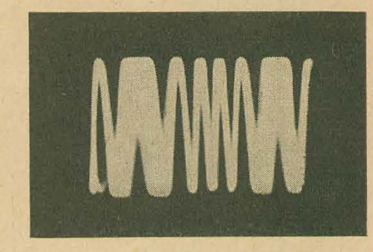

Bild 4: Mischstufe mit Oszillograf

Am linken Koaxialeingang ist ein Meßgenerator Typ 2006 angeschlossen. Er liefert die Hilfsfrequenz mit einer Spannung von 50 mV. Diese Spannung sollte möglichst nicht unterschritten werden, da die Mischdämpfung bei 40 MHz und 50 mV Meßgeneratorspannung schon 25 : 1 beträgt. Um ein genügend großes Schirmbild zu erhalten, ist deshalb für den rechten Eingang eine Spannung von etwa 0,5 V notwendig.

Messung

Die Frequenz der unmodulierten Hilfsfrequenz f_H wird nun so eingestellt, daß die Differenzfrequenz zwischen 1 kHz und 1 MHz liegt, sie kann jedoch maximal 5 MHz betragen.
Auf dem Bildschirm ist dann die Differenzfrequenz sichtbar. Mit der beschriebenen Anordnung wurden Messungen bei einer Senderfrequenz von 40 MHz vorgenommen.
Bild 5 zeigt als Beispiel eine mit 35% amplitudenmodulierte Schwingung. Auf Grund der niedrigen Differenzfrequenz wird schon die „Hochfrequenz" vom Oszillografen aufgelöst.


Bild 5: 35% amplitudenmodulierte Schwingung


Bild 6: Frequenzmodulierte Schwingung mit einem Frequenzhub von 1 kHz

Eine frequenzmodulierte Schwingung mit einem Frequenzhub von 1 kHz ist im Bild 6 dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, daß die Frequenz zwischen zwei Werten schwankt. Da der Oszillograf durch die höchste Frequenz synchronisiert wurde, erscheint die tiefe Frequenz etwas unscharf. Als Differenzfrequenz wurde dabei immer eine Frequenz von etwa 10 kHz benutzt.
Mit Hilfe der Schirmbilder lassen sich der Modulationsgrad von amplitudenmodulierten Signalen und der Frequenzhub von frequenzmodulierten Signalen messen [2].
Es sei noch erwähnt, daß im Gegensatz zur Messung des Modulationsgrades auf Grund des Schirmbildes die Frequenzhubmessung etwas schwieriger ist und einige Anforderungen an den Messenden stellt. Bei einiger Übung bereitet aber auch diese Messung keine besonderen Schwierigkeiten. Die Beschreibung der oszillografischen Frequenzhubmessung erfolgte in Heft 10 (1963).

Literatur

[1] J. Czech: Oszillografenmeßtechnik; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1959
[2] H.-W. Fricke: Der Katodenstrahloszillograf; Fachbuchverlag Leipzig, 4. Auflage 1960
[3] K.-A. Springstein: Einführung in die Kurzwellen- und Ultrakurzwellenempfängerpraxis; Fachbuchverlag Leipzig, 1953

Dipl.-Ing. PETER BAUMANN **40**

Einige HF-Messungen an den Transistoren OC 880 bis OC 883

An den diffusionslegierten Transistoren OC 880 bis OC 883 des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder wurden Messungen zur Frequenz- und Arbeitspunktabhängigkeit des Betrages der Vorwärtssteilheit und der maximalen Leistungsverstärkung sowie zur f_T-Frequenz vorgenommen. Die mitgeteilten Meßwerte dienen nur zur Information und stellen keine Erweiterung der vom Herstellerwerk garantierten Kenndatenangaben dar [siehe auch radio und fernsehen 9 (1962)].

Es soll zunächst der wichtige Vierpolparameter-Kennwert $|y_{21e}|$, der Betrag der komplexen Vorwärtssteilheit in Emitterschaltung, betrachtet werden.
Die Bilder 1 bis 4 zeigen hierzu für die einzelnen Transistortypen die Frequenzabhängigkeit von $|y_{21e}|$ bei dem Gleichstromarbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA und der Temperatur T = 20 °C.

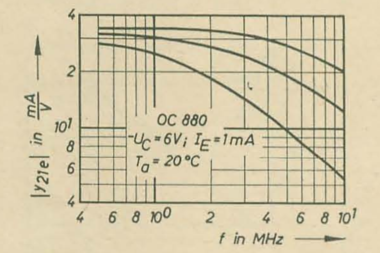
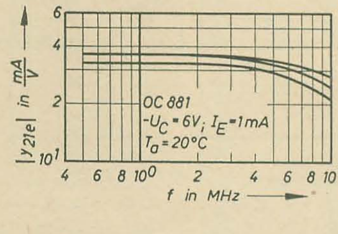
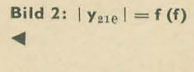


Bild 1: $|y_{21e}| = f(f)$

Es wurden jeweils 200 Exemplare bei den Frequenzen 0,5; 2; 5 und 10 bzw. 15 MHz (OC 883) gemessen. Die mittlere Kurve stellt den arithmetischen Mittelwert dar. Sie wird von einer oberen und einer unteren Kurve eingehüllt, die für das beste bzw. schlechteste untersuchte Exemplar der jeweiligen Transistortype gilt. Die Bilder 1 bis 4 zeigen den zu erwartenden Verlauf, daß der Betrag der Vorwärtssteilheit ab einer gewissen vom Transistortyp und Exemplar abhängigen Frequenz abfällt. Diese Abnahme von $|y_{21e}|$ mit der Frequenz ist beim Typ OC 880 sehr augenscheinlich. Messungen ergaben, daß der Betrag der Vorwärtssteilheit bei den angegebenen Frequenzen und dem Emittergleichstrom $I_E = 1$ mA nur unwesentlich von der angelegten Kollektorgleichspannung im Bereich $-U_{CE} = 3 \cdots 12$ V abhängig ist. $|y_{21e}|$ ist jedoch eine stark stromabhängige Vierpolgröße.
In den Bildern 5 bis 7 wurde hierzu für die Typen OC 880 bis OC 882 die Funktion $|y_{21e}| = f(I_E)$ mit der Frequenz als Parameter aufgenommen. Zu diesen Messungen wurden Exemplare herangezogen, die etwa den Verlauf der arithmetischen Mittel-




Bild 2: $|y_{21e}| = f(f)$ ◄

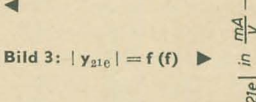
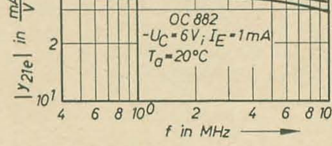
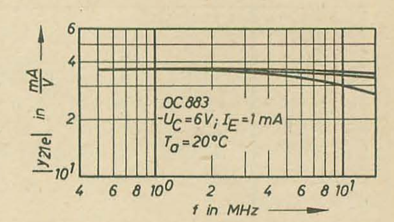
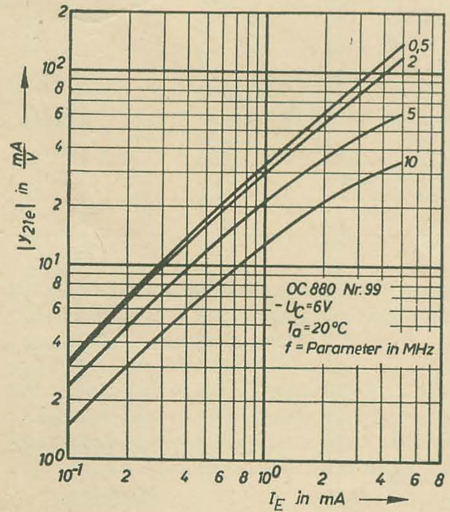
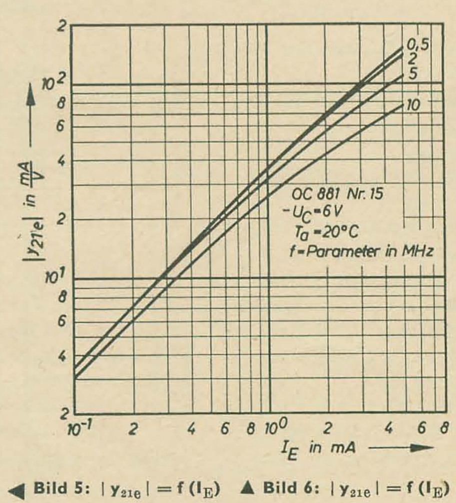

Bild 3: $|y_{21e}| = f(f)$ ►

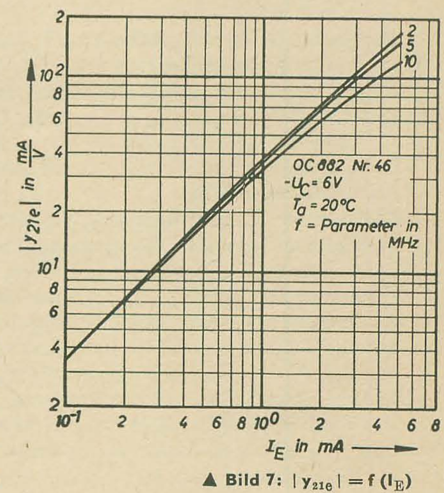
Bild 4 (rechts außen): $|y_{21e}| = f(f)$











◄ Bild 5: $|y_{21e}| = f(I_E)$ ▲ Bild 6: $|y_{21e}| = f(I_E)$ ▲ Bild 7: $|y_{21e}| = f(I_E)$

werte der Bilder 1 bis 4 zeigten. Das mittlere Exemplar des Typs OC 883 entspricht in der Stromabhängigkeit von $|y_{21e}|$ dem Typ OC 882 (Bild 7).
Bei den Frequenzen 0,5 und 2 MHz liegt eine nahezu lineare Stromabhängigkeit von $|y_{21e}|$ vor.
Mit zunehmender Frequenz verringert sich der Anstieg von $|y_{21e}|$ mit dem Emittergleichstrom. Bei Frequenzen um 100 MHz kann bei $I_E = 5 \cdots 10$ mA bereits ein Maximum von $|y_{21e}|$ erwartet werden.
Für die untersuchten 200 Exemplare des Typs OC 882 wurde bei den Meßbedingungen f = 10 MHz; $-U_C = 6$ V; $I_E = 1$ mA; T = 20 °C im Mittel ein Betrag der Vorwärtssteilheit von $|y_{21e}| > 30$ mA/V gemessen (siehe Bild 3). Hinsichtlich dieses Typisierungskennwertes wurden also bei der Mehrzahl der Transistoren OC 882 die Bedingungen für den nächsthöheren Transistortyp OC 883 erfüllt. Die betreffenden Transistoren hielten jedoch den weiteren für den Typ OC 883 angegebenen Typisierungskennwert $f_{\beta=1} \geqq 50$ MHz nicht ein.
Bei den obigen Meßbedingungen gilt die Beziehung

$$f_{\beta=1} \approx f_T = |h_{21e}| \cdot f = \left|\frac{y_{21e}}{y_{11e}}\right| \cdot f \qquad (1)$$

Dabei ist $f_{\beta=1}$ diejenige Transistorfrequenz, bei der der Betrag der Kleinsignal-Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung $|h_{21e}|$ auf 1 abgefallen ist und f_T diejenige Transistorfrequenz, die das Produkt des Betrages der Kleinsignalkurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung $|h_{21e}|$ und der Meßfrequenz f darstellt, wobei f so gewählt wird, daß $|h_{21e}|$ mit einer Neigung von annähernd 6 dB pro Oktave abnimmt. (Definition nach IEC).
Aus Gleichung (1) ist ersichtlich, daß Transistoren mit gleichem Betrag der Vorwärtssteilheit und verschiedener f_T-Frequenz einen unterschiedlichen Betrag des Eingangsleitwertes aufweisen müssen. Als extremes Beispiel seien die Exemplare OC 882 Nr. 127 und OC 883 Nr. 181 angeführt, die bei den oben angeführten Meßbedingungen den gleichen Wert $|y_{21e}| = 32$ mA/V, jedoch eine stark unterschiedliche f_T-Frequenz mit $f_T = 45$ MHz (OC 882 Nr. 127) bzw. $f_T = 76$ MHz (OC 883 Nr. 181) aufweisen. Hierzu wurden folgende Vierpoleingangswerte gemessen:

	OC 882 Nr. 127	OC 883 Nr. 181
Eingangswiderstand $1/g_{11e}$ ($\triangleq kR_e$) in kΩ	0,59	1,40
Eingangskapazität C_{11e} ($\triangleq C_e$) in pF	102	60

Wird zur Beurteilung der HF-Eigenschaften eines Transistors nur die f_T-Frequenz herangezogen, so kann das zu Fehlschlüssen führen. Bei den angegebenen Meßbedingungen ist die f_T-Frequenz nach Gleichung (1) dem Verhältnis der Beträge des Vorwärts- und Eingangsleitwertes proportional.
Mit der Beziehung

$$|y_{11e}| = \sqrt{g_{11e}^2 + (\omega C_{11e})^2} \qquad (2)$$

stehen somit die Vierpolgrößen $|y_{21e}|$; g_{11e} und C_{11e} mit der f_T-Frequenz in Zusammenhang.
Bei den gegebenen Meßbedingungen wurden am Exemplar OC 880 Nr. 99 gemessen: $|y_{21e}| = 12{,}6$ mA/V, $1/g_{11e} = 0{,}585$ kΩ, $C_{11e} = 16$ pF.
Mit den Gleichungen (1) und (2) wird hieraus $f_T = 63{,}5$ MHz (gemessen $f_T = 66$ MHz).
Mit den entsprechenden Werten für das Exemplar OC 882 Nr. 127 errechnet man $f_T = 48{,}5$ MHz (gemessen $f_T = 45$ MHz).
Bei annähernd gleichem Eingangswiderstand $1/g_{11e}$ bewirkt hier die etwa 6mal kleinere Eingangskapazität C_{11e} des Exemplars OC 880, daß die f_T-Frequenz höher liegt als bei dem betrachteten Exemplar OC 882, obwohl letzteres einen etwa 2,5mal größeren Betrag der Vorwärtssteilheit $|y_{21e}|$ aufzuweisen hat.
Für den Einsatz etwa bei der Frequenz 10,7 MHz (UKW-ZF-Verstärker) empfiehlt sich jedoch auf alle Fälle das Exemplar OC 882, weil es für diesen Anwendungszweck vor allem auf hohe $|y_{21e}|$-Werte ankommt.

So gilt für eine rückwirkungsfreie Verstärkerstufe in Emitterschaltung bei Anpassung am Eingang und Ausgang folgende Beziehung für die maximale Leistungsverstärkung:

$$v_{P\,max} = \frac{|y_{21e}|^2}{4\, g_{11e} \cdot g_{22e}} \qquad (3)$$

bzw.

$$v_{P\,max} = \frac{|h_{21e}|^2 \cdot |y_{11e}|^2}{4 \cdot g_{11e} \cdot g_{22e}} \qquad (4)$$

Als Beispiel hierzu sei das Exemplar OC 883 Nr. 181 betrachtet. Bei f = 10 MHz; $-U_C = 6$ V; $I_E = 0{,}5$ mA wurden gemessen:

$|y_{21e}| = 17{,}8$ mA/V

$\frac{1}{g_{11e}} = 1{,}8$ kΩ $\qquad \frac{1}{g_{22e}} = 32$ kΩ

$C_{11e} = 55$ pF $\qquad |h_{21e}| = 4{,}8$fach

Nach Gleichung (3) errechnet man die maximale Leistungsverstärkung zu

$$v_{Pmax} = 4560\text{fach}$$

Mit $\quad v_{Pmax}\,[\text{dB}] = 10 \cdot \log v_{Pmax} \qquad (5)$

entspricht das $\quad v_{Pmax} = 36{,}6$ dB

Nach den Gleichungen (2) und (4) wird

$$v_{Pmax} = 4070\text{fach} = 36{,}1 \text{ dB}$$

Die festzustellende Abweichung von 0,5 dB resultiert aus der Meßungenauigkeit der verwendeten Meßgeräte, wobei der Bestimmung von v_{Pmax} nach Gleichung (3) der Vorzug zu geben ist.
Entsprechend der Frequenzabhängigkeit der in den Gleichungen (3) und (4) enthaltenen Kenngrößen ist die maximale Leistungsverstärkung stark frequenzabhängig.

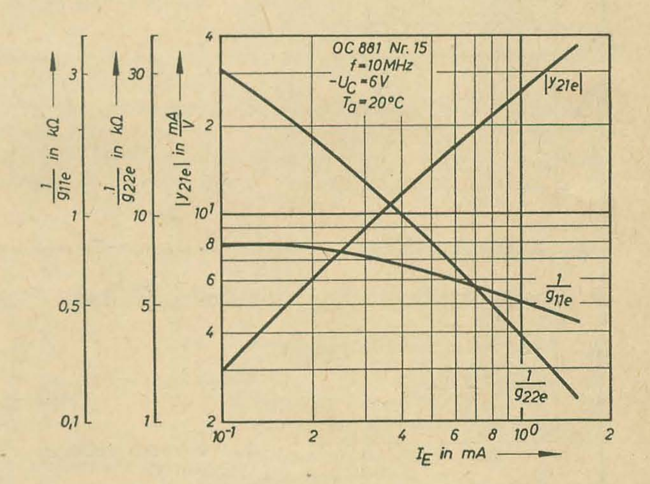


Bild 8: $|y_{21e}|$; $\frac{1}{g_{11e}}$; $\frac{1}{g_{22e}} = f(I_E)$

Es wurden z. B. folgende Werte an dem Exemplar OC 880 Nr. 99 bei $-U_C = 6$ V und $I_E = 0{,}5$ mA nach Gleichung (3) errechnet

v_{Pmax} in dB	39,80	33,8	14,7
f in MHz	0,5	2	10

Bei gegebener Frequenz ist die maximale Leistungsverstärkung ebenfalls vom Transistorgleichstromarbeitspunkt abhängig. Bild 8 zeigt zunächst die Emitterstromabhängigkeit der Größe $|y_{21e}|$; $1/g_{11e}$ und $1/g_{22e}$ für das Exemplar OC 881 Nr. 15.
Auffallend ist die stark gegenläufige Tendenz des Betrages der Vorwärtssteilheit $|y_{21e}|$ und des Ausgangswiderstandes $1/g_{22e}$.
Es ist jedoch zu beachten, daß $|y_{21e}|$ quadratisch in die Bestimmung der maximalen Leistungsverstärkung eingeht.

Wird fortgesetzt

Ein kombinierter Sinus-Rechteckwellengenerator für 20 Hz ... 250 kHz

DIETER HUHN

Das nachstehend beschriebene Gerät besteht aus einem stabilisierten Wienbrückengenerator und einem Schmitt-Trigger zur Erzeugung von Rechteckspannungen der gleichen Frequenz. Damit ist das Gerät universell verwendbar. Es ermöglicht die Aufnahme von Frequenzgängen im Gebiet der Tonfrequenzen, z. B. an NF-Verstärkern aller Art, Magnettongeräten und kann weiterhin zum Modulieren von HF-Prüfgeneratoren verwendet werden. Vor allem ist jedoch das Anwendungsgebiet der Rechteckspannungen außerordentlich vielseitig, wenn ein guter Oszillograf mit einem Frequenzbereich von wenigstens 2 Hz ··· 2 MHz zur Verfügung steht. Dann lassen sich aktive und passive Netzwerke aller Art schnell und zuverlässig auf ihren Amplituden- und Phasenfrequenzgang überprüfen. Als Beispiel sei die Untersuchung von Breitbandverstärkern erwähnt (z. B. Oszillografenmeßverstärker), bei denen die Untersuchung vor allem der unteren Grenzfrequenz, der Abgleich von L-Entzerrungen für die obere Grenzfrequenz, und der Abgleich von kompensierten Spannungsteilern mit Rechteckspannungen schnell und einfach möglich ist.

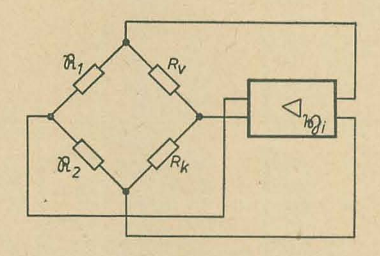


Bild 1: Grundschaltung des Wienbrückengenerators

Auf eine Erweiterung des Frequenzbereiches des Sinusgenerators wurde verzichtet, da sich höhere Frequenzen durch LC-Generatoren mit höherer Genauigkeit erzeugen lassen und Rechteckspannungen bis 250 kHz für die meisten Zwecke ausreichend sein dürften. Da die theoretischen Grundlagen des Wienbrückengenerators in der Literatur oft beschrieben worden sind [1] [2], soll im folgenden nur kurz darauf eingegangen werden.

Damit die Barkhausensche Selbsterregungsbedingung

$$\mathfrak{v} \cdot \mathfrak{K} \geq 1$$

erfüllt ist, muß, da sich für den Resonanzfall $\mathfrak{K} = 1/3$ [1] ergibt, die Verstärkung des Verstärkers $\mathfrak{v} > 3$ sein, damit sich die Schwingungen erregen können. Ist die Verstärkung $\mathfrak{v}$ nur wenig größer als 3, so schaukeln sich die Schwingungen bis zur Sättigung des Verstärkers auf; ist dagegen $\mathfrak{v}$ nur wenig kleiner als 3, so kommen keine Schwingungen zustande. Deshalb ist, wie bei jedem nach dem Rückkopplungsprinzip arbeitenden Generator, eine Nichtlinearität erforderlich, die automatisch eine stabile Grenzschwingung aufrecht erhält. Während man beim LC-Generator meist eine Audion-Kombination benutzt, wird bei RC-Generatoren allgemein für R_v oder R_k ein nichtlinearer Widerstand eingesetzt. Dabei ist für R_k ein Kaltleiter (Glühlampe) zu verwenden oder für R_v ein Heißleiter. Im ersten Fall sei der Kaltwiderstand der Glühlampe $R_k = 300\ \Omega$. Für $\mathfrak{v}$ wählt man allgemein große Werte (10^3 bis 10^4) und setzt diese mit Hilfe der Gegenkopplung über R_v, R_k auf den Wert 3 herunter. Es gilt

$$\frac{R_k + R_v}{R_k} = 3 \quad \text{bzw.} \quad \frac{R_v}{R_k} = 2 .$$

Gewählt wird $R_v = 1\ k\Omega$.

Durch die sich nun schnell aufschaukelnden Schwingungen wird der Kaltleiter vom Ausgang des Verstärkers geheizt, d. h., sein Widerstand steigt, bis sich bei $R_k = 500\ \Omega$ die stabile Sinusschwingung einstellt. Vollkommen analoge Verhältnisse liegen vor, wenn wir für R_v einen Heißleiter verwenden.

Bild 2 zeigt den Widerstand als Funktion des Stromes für einen Halbleiterregelwiderstand HRW8/5 (Heißleiter) und für eine Glühlampe 220 V/15 W (Kaltleiter).

Zur Abstimmung der Wienbrücke wurde ein Doppeldrehkondensator 2 × 530 pF (Schalkau) gewählt. Mit Drehkondensatoren ist ein sehr guter Gleichlauf zu erzielen, so daß die Ausgangsamplitude beim Überstreichen des Frequenzbereiches eine gute Konstanz aufweist. Gegenüber einem ebenso verwendbaren Tandempotentiometer, das jedoch im Handel schwerer erhältlich ist, ergibt sich als einziger Nachteil, daß in den unteren Frequenzbereichen große Brückenwiderstände auftreten. Das bedeutet, daß die Wienbrücke und der Verstärkereingang gut abgeschirmt werden müssen, und daß im Bereich 20 ··· 100 Hz mit R = 15 MΩ durch Gitterstrom und unsaubere Röhrenfassung der EF 86 zu Verstimmungen der Brücke führen können. Deshalb ist auf beste Isolation im Gitterkreis zu achten (keine gebrauchten Fassungen verwenden; am besten sind keramische Ausführungen), um die hohen Brückenwiderstände nicht zu verfälschen.

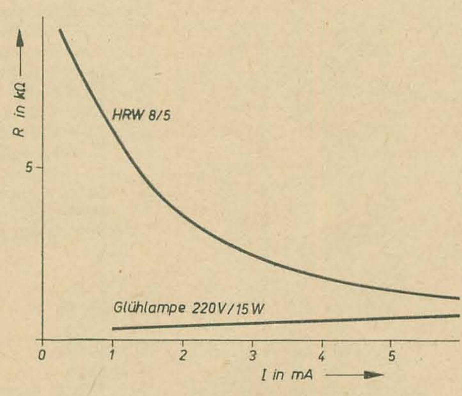


Bild 2: Widerstand als Funktion des Stromes für einen Halbleiterregelwiderstand HRW 8/5

Mit der Frequenzaufteilung

f	$R_1 = R_2$
20 ··· 100 Hz	15 MΩ
100 ··· 500 Hz	3 MΩ
500 ··· 2500 Hz	600 kΩ
2 ··· 10 kHz	150 kΩ
10 ··· 50 kHz	30 kΩ
50 ··· 250 kHz	6 kΩ

ist ein Kapazitätsbereich 106 ··· 530 pF erforderlich. Im Gitterkreis kommt zur Anfangskapazität des Drehkondensators noch die Kapazität des Stators gegen die Abschirmung und die Eingangskapazität der ersten Verstärkerstufe hinzu. Deshalb müssen die Schaltkapazitäten im Gitterkreis so klein wie möglich gehalten werden, damit die Gesamtkapazität maximal 100 pF nicht überschreitet. Der Ausgleich im anderen Brückenzweig erfolgt durch $C_3 = 50$ pF. Mit dem Trimmer C_1 muß nach dem endgültigen Aufbau der bestmögliche Gleichlauf eingestellt werden, d. h., bei schnellen Drehwinkeländerungen des Drehkondensators muß die Amplitude konstant bleiben. Eine Überlappung der Frequenzbereiche tritt insofern ein, als die Differenz zwischen der Gesamtkapazität von 100 pF und der Anfangskapazität des Drehkondensators von 20 pF, also 80 pF, zur Endkapazität des Drehkondensators von 530 pF hinzukommen.

Im Mustergerät ließen sich folgende Frequenzbereiche erzielen:

18 ··· 100 Hz	(für $R_1 = R_7$ = 15 MΩ) (getrennt eichen)
90 ··· 510 Hz	
450 ··· 2600 Hz	
2 ··· 10,4 kHz	
9 ··· 51 kHz	
45 ··· 240 kHz	(getrennt eichen)

(Teilung 90 ··· 510 Hz gilt auch für Bereich 9 ··· 51 kHz, gemeinsame Skala)

Der Gegenkopplungswiderstand R_{14} dient gleichzeitig zur Erzeugung der Gittervorspannung für die erste Verstärkerstufe. Er wurde als Einstellregler ausgelegt und im Mustergerät auf etwa 2 kΩ eingestellt. Der 1-μF-Koppelkondensator muß vom Chassis isoliert gesetzt werden, um die Schaltkapazität für die hohen Frequenzen gering zu halten. Auch der Drehkondensator ist entweder durch die Kunststoffröllchen oder durch Keramikdurchführungen mit Hilfe von M3-Gewindestiften gut zu isolieren. Als Achsverlängerung bis zur Feintriebskala ist ebenfalls eine Kunststoffausführung zu verwenden, bzw. ist ein Isolierstück zwischenzusetzen.

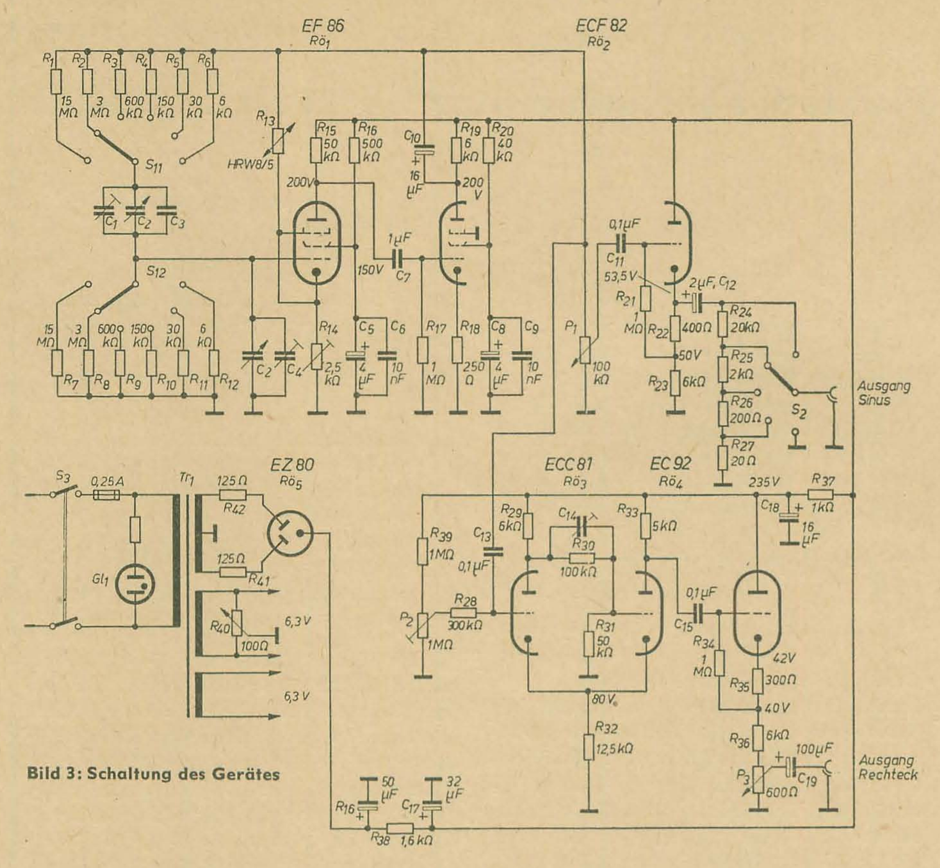


Bild 3: Schaltung des Gerätes

Die Widerstände der Wienbrücke sind unmittelbar an die Lötösen des Zweiebenen-Stufenschalters angelötet. Ein starker Schaltdraht bildet den für je einen Widerstandssatz gemeinsamen Schaltpunkt, so daß genügend mechanische Stabilität gegeben ist. Lötösen würden mehr Platz erfordern und zusätzliche Fehlerquellen bringen.

Die zweite Verstärkerstufe, in der das Pentodensystem einer ECF 82 verwendet wird, ist nochmals gegengekoppelt, um die Verzerrungen klein zu halten (unüberbrückter Katodenwiderstand). Die an dieser Stufe zur Verfügung stehende Spannung ist von der Toleranz des Halbleiterregelwiderstandes und von der Einstellung von R_{14} abhängig. Um Rückwirkungen zu vermeiden, wird die Ausgangsspannung erst nach einem Katodenfolger entnommen. P_1 wird in Volt geeicht. Mit einem Spannungsteiler kann die Ausgangsspannung um den Faktor 10^{-1}, 10^{-2} oder 10^{-3} abgeschwächt werden. Somit können sehr kleine, genau definierte Spannungen eingestellt werden, wie sie zur Untersuchung von hochempfindlichen Verstärkern notwendig sind.

Nach dem Aufbau des Gerätes ist es zweckmäßig, zunächst eine Vorprüfung vorzunehmen, bevor das Gerät endgültig geeicht wird. Ist der Gleichlauf erzielt, so muß zunächst festgestellt werden, ob die Bereichsendwerte bei herausgedrehtem Drehkondensator (besser bei etwa 170° Drehwinkel) erreicht werden. Wichtig ist die Verwendung

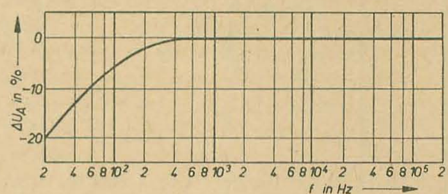


Bild 4: Ausgangsspannung als Funktion der Frequenz

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

R_1	Schichtwiderstand	15 MΩ	0,25 W	1%
R_2	Schichtwiderstand	3 MΩ	0,25 W	1%
R_3	Schichtwiderstand	600 kΩ	0,25 W	1%
R_4	Schichtwiderstand	150 kΩ	0,25 W	1%
R_5	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,25 W	1%
R_6	Schichtwiderstand	6 kΩ	0,25 W	1%
R_7	Schichtwiderstand	15 MΩ	0,25 W	1%
R_8	Schichtwiderstand	3 MΩ	0,25 W	1%
R_9	Schichtwiderstand	600 kΩ	0,25 W	1%
R_{10}	Schichtwiderstand	150 kΩ	0,25 W	1%
R_{11}	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,25 W	1%
R_{12}	Schichtwiderstand	6 kΩ	0,25 W	1%
R_{13}	Halbleiterwiderstand HRW 8/5			
R_{14}	Einstellregler	2,5 kΩ	0,1 W	
R_{15}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,5 W	
R_{16}	Schichtwiderstand	500 kΩ	0,5 W	
R_{17}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,25 W	
R_{18}	Schichtwiderstand	250 Ω	0,25 W	
R_{19}	Schichtwiderstand	6 kΩ	1 W	
R_{20}	Schichtwiderstand	40 kΩ	0,5 W	
R_{21}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,25 W	
R_{22}	Schichtwiderstand	400 Ω	0,25 W	
R_{23}	Schichtwiderstand	6 kΩ	1 W	
R_{24}	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,25 W	1%
R_{25}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,25 W	1%
R_{26}	Schichtwiderstand	200 Ω	0,25 W	1%
R_{27}	Schichtwiderstand	20 Ω	0,25 W	1%
R_{28}	Schichtwiderstand	300 kΩ	0,25 W	
R_{29}	Schichtwiderstand	6 kΩ	1 W	
R_{30}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,5 W	
R_{31}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,25 W	
R_{32}	Schichtwiderstand	12,5 kΩ	1 W	
R_{33}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,5 W	
R_{34}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,25 W	
R_{35}	Schichtwiderstand	300 Ω	0,25 W	
R_{36}	Schichtwiderstand	6 kΩ	1 W	
R_{37}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,5 W	
R_{38}	Schichtwiderstand	1,6 kΩ	3 W (bzw Drahtwiderstand)	

R_{39}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,25 W
R_{40}	Entbrummer	100 Ω	
R_{41}	Schichtwiderstand	125 Ω	0,25 W
R_{42}	Schichtwiderstand	125 Ω	0,25 W
P_1	Potentiometer	100 kΩ lin. o. Sch.	0,4 W
P_2	Einstellregler	1 MΩ	0,1 W
P_3	Potentiometer	600 Ω lin. o. Sch.	0,4 W
C_1	Trimmer 2502	15···45 pF	
C_2	Drehkondensator	2×530 pF (Schalkau)	
C_3	Keramikkondensator	50 pF	250 V
C_4	Trimmer 2509	1,5···7,5 pF	
C_5	Elektrolytkondensator	6 μF	350 V
C_6	Styroflexkondensator	10 nF	250 V
C_7	MP-Kondensator	1 μF	250 V
C_8	Elektrolytkondensator	4 μF	350 V
C_9	Styroflexkondensator	10 nF	250 V
C_{10}	Elektrolytkondensator	16 μF	350 V
C_{11}	Kunstfolienkondensator	0,1 μF	250 V
C_{12}	Elektrolytkondensator	2 μF	250 V
C_{13}	Kunstfolienkondensator	0,1 μF	250 V
C_{14}	Trimmer 2496 (evtl. durch Festkondensator ersetzen)		
C_{15}	Kunstfolienkondensator	0,1 μF	250 V
C_{16}	Elektrolytkondensator	50 μF	350 V
C_{17}	Elektrolytkondensator	32 μF	350 V
C_{18}	Elektrolytkondensator	16 μF	350 V
C_{19}	Elektrolytkondensator	100 μF	12/15 V
S_1	Zweiebenen-Stufenschalter 2× 6 Kontakte		
S_2	Stufenschalter 1× 5 Kontakte		
S_3	Einbaukippschalter		
Gl_1	Einbauglimmlampe 200 V mit Widerstand		
Tr_1	Netztransformator 2× 250 V 40 mA		
	1× 6,3 V 1,5 A		
	1× 6,3 V 0,6 A		
$Rö_1$	EF 86		
$Rö_2$	ECF 82		
$Rö_3$	ECC 81		
$Rö_4$	EC 92		
$Rö_5$	EZ 80		
Skala	110 ∅ (Feintriebskala Fa. Gerhard Hruska, Glashütte/Sa.)		

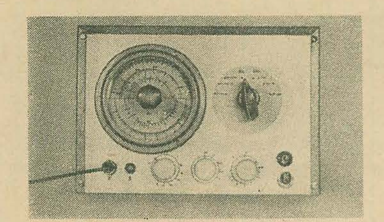


Bild 5: Frontansicht des Gerätes

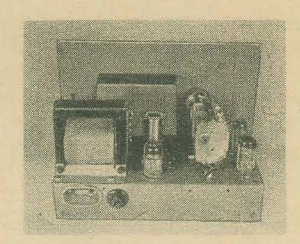


Bild 6: Innenansicht des Gerätes

möglichst kapazitätsarmer und kurz verlegter Abschirmleitungen an den Teilen der Wienbrücke.
Dieser Vorabgleich kann mit Hilfe eines Oszillografen (Lissajou-Figuren) auch ohne geeichten Meßgenerator erfolgen, wenn man ihn vorzugsweise im Bereich 500 ··· 2500 Hz durchführt und den in Rundfunk- und Fernsehtestprogrammen gesendeten 1000-Hz-Normalton verwendet.
Erst nach diesem Vorabgleich und einer gewissen Betriebszeit des Gerätes sollte man die endgültige Eichung nach einem natürlich möglichst hochwertigen Vergleichsgenerator vornehmen.
Bild 4 zeigt die Ausgangsspannung als Funktion der Frequenz. Nennenswerte Abweichungen sind nur im Bereich 20 ··· 100 Hz festzustellen, was größtenteils auf die bereits erwähnten Einflüsse zurückzuführen ist.
Die Dimensionierung des Netzteiles ist unkritisch. Eine Stabilisierung der Speisespannung erwies sich nicht als erforderlich, da der Frequenz- und Amplitudenfehler bei Netzspannungsschwankungen durch die starke Gegenkopplung vernachlässigbar klein ist. Bei sauberem Aufbau und sorgfältiger Eichung kann man einen Fehler bis zu 1% bei der Frequenzeinstellung erreichen.
Die volle Spannung des Sinusgenerators wird einem Schmitt-Trigger zugeführt. Das Charakteristische dieser Schaltung ist die jedem Multivibrator eigene extrem feste Kopplung zwischen den beiden Röhrensystemen. Wird das eine System geöffnet, geht das andere in den gesperrten Zustand über und umgekehrt. Die Umschlagszeit zwischen beiden Zuständen ist dabei äußerst kurz, wenn die Schaltkapazitäten genügend klein bleiben. Es ist deshalb auf kapazitätsarme Verdrahtung zu achten. Da nun bestimmte Mindestwerte nicht zu unterschreiten sind, sollten die Anodenwiderstände genügend klein gewählt werden, um die Anstiegszeiten der Rechteckimpulse nicht unzulässig groß werden zu lassen. An R_{29} muß jedoch genügend Spannung abfallen, um das zweite Triodensystem auszusteuern. Die dann zur Verfügung stehende Spannung wird einem Katodenfolger zugeführt, damit die Schmitt-Trigger-Stufe wenig belastet wird. Von der Ausgangsspannung wurde nur etwa 3 V_{ss} abggeriffen, da aus Platzgründen auf eine dekadische Abstufung verzichtet wurde. Diese Spannung dürfte für die meisten Zwecke ausreichen.
Das Chassis wurde in ein z. T. im Handel erhältliches Gehäuse mit den Abmessungen 245 × 170 × 125 eingebaut.

Literatur

[1] Dipl.-Ing. Ivar Veit: Der halbleiterstabilisierte Wienbrückengenerator; radio und fernsehen 6 (1961) S. 189

[2] Clemens Höringer: Transistor-RC-Generator mit Wienbrücke; radio und fernsehen 21 (1962) S. 679

DIE TUNNELDIODE (3)

HANS-JOACHIM LOSSACK

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin-Oberschöneweide

Stabilitätsbetrachtungen an Tunneldiodenkreisen

Bei der Anwendung der Tunneldiode als aktives Bauelement in Verstärkern und Oszillatoren muß diese an ein Gleichstromnetzwerk gelegt werden, welches die Tunneldiode in Flußrichtung vorspannt. Erst bei einer bestimmten Vorspannung wird der negative Widerstand wirksam und das im Bild 1 angegebene Ersatzschaltbild realisiert. An der Tunneldiode liegt weiterhin wechselstrommäßig ein Kreis, der die HF-Eigenschaften der Tunneldiode ausnutzt.
Die gesamte Schaltung muß für Gleichstrom und Wechselstrom einige Bedingungen erfüllen, die in diesem Beitrag behandelt werden sollen.

Die Ersatzschaltung des Batteriekreises

Zur Einstellung eines beliebigen Arbeitspunktes der Tunneldiode dient die im Bild 15 angegebene Schaltung. Wenn die Widerstände R_1, R_2 und R_3 entsprechend den Ungleichungen

$$R_1 \gg R_2 \text{ und } R_3 \gg R_2$$

bemessen sind, dient der Widerstand R_1 zur Einstellung der Größe der Urspannung und der Widerstand R_3 zur Einstellung der Größe des Ersatzinnenwiderstandes einer aus Bild 15 abzuleitenden Ersatzspannungsquelle.
Für die Schaltung nach Bild 15 erhält man eine Ersatzschaltung nach Bild 16 mit den Ersatzgrößen

$$E = E' \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \qquad R_B = R_3 + R_1 \,||\, R_2$$

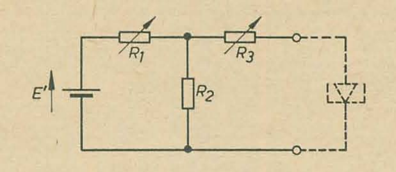


Bild 15: Gleichstromkreis zur Einstellung des Arbeitspunktes

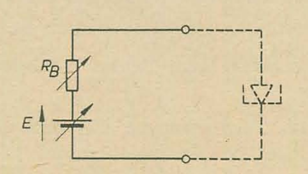


Bild 16: Ersatzschaltung des Gleichstromkreises

Schaltet man an diese Ersatzschaltung eine Tunneldiode an und verwendet als Ersatzschaltung der Tunneldiode die Schaltung nach Bild 2, so erhält man mit $R_s \ll |R_N|$ eine Anordnung nach Bild 17. Zur weiteren Behandlung der Tunneldiodenschaltung ist es sinnvoll, einige zusätzliche Elemente in die Ersatzschaltung nach Bild 17 einzufügen. Man erhält dann die Schaltung nach Bild 18. Auf die Bedeutung dieser Elemente und auf ihren Einfluß in der Schaltung wird bei den entsprechenden Problemen eingegangen. An dieser Stelle soll nur erwähnt werden, daß durch L_B die zusätzliche Induktivität der Zuleitung berücksichtigt wird. Mit C_B wird eine relativ

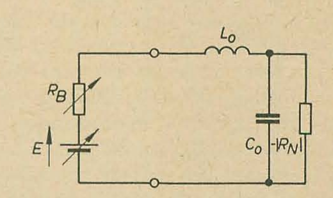


Bild 17: Ersatzschaltung für eine Tunneldiode mit Gleichstromkreis

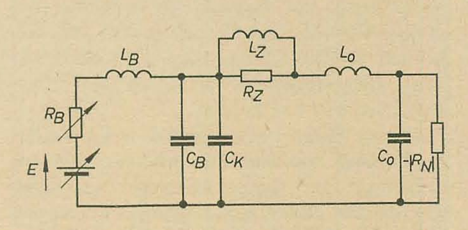


Bild 18: Erweiterte Ersatzschaltung für eine Tunneldiode mit Gleichstromkreis

große, mit C_K eine relativ kleine Kapazität bezeichnet. L_Z ist eine UHF-Drossel und R_Z ein UHF-Zusatzwiderstand.

Die Gleichstrombedingung des Tunneldiodenkreises

Der Verlauf der prinzipiellen statischen Durchlaßkennlinie einer Tunneldiode ist noch einmal im Bild 19 angegeben. Gleichzeitig wurde die U-I-Charakteristik der Ersatzschaltung nach Bild 16 im Bild 19 eingezeichnet. Bei Vernachlässigung der Verluste von L_Z und von R_o gegenüber $-|R_N|$ liegt gleichstrommäßig zum Widerstand $-|R_N|$ der Widerstand R_B in Reihe. Dieser Widerstand wurde

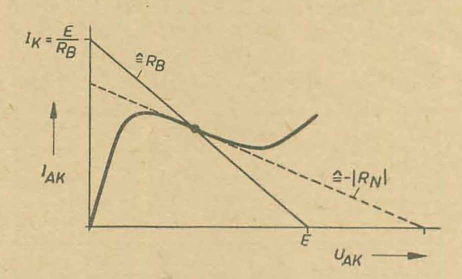


Bild 19: Kennlinie von Tunneldiode und Gleichstromkreis

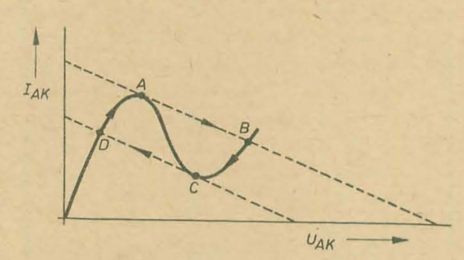


Bild 20: Schalten der Tunneldiode bei $R_B > |R_N|_{min}$

daher im Bild 19 als Innenwiderstand eingetragen. Als Arbeitspunkt stellt sich der jeweilige Schnittpunkt beider Kennlinien ein.
Durch eine Variation von R_B und E läßt sich bei gegebenen $|R_N|_{min}$ jeder beliebige Arbeitspunkt der Tunneldiode einstellen, wenn die Bedingung

$$R_B < |R_N|_{min} \qquad (30)$$

eingehalten wird. Gleichung (30) besagt nach Bild 19, daß die Steigung des Widerstandes R_B steiler als die steilste Stelle der U-I-Kennlinie der Tunneldiode sein soll. Mit $|R_N|_{min}$ wird der Wert des Widerstandes im Wendepunkt des fallenden Teiles der Tunneldiodenkennlinie bezeichnet, da in diesem Punkt der Betrag des negativen Widerstandes einen Minimalwert erreicht. Zur Erfüllung der Gleichung (30) dimensioniert man zweckmäßigerweise R_B so, daß R_B etwas kleiner als $|R_N|_{min}$ ist. Ist die Bedingung nach Gleichung (30) nicht erfüllt, erhält man keine stabile AP-Einstellung; die Tunneldiode schaltet. Aus diesem Grunde wird Gleichung (30) auch allgemein als Gleichstrom-Stabilitätsbedingung bezeichnet. Mit Bild 20 soll der Fall des Schaltens kurz erläutert werden.
Bei einem festen Innenwiderstand der Gleichstromquelle wandert der Arbeitspunkt bei Erhöhung der Spannung vom Nullpunkt aus bis zum Punkt A und springt entlang der Arbeitsgeraden zum Punkt B. Bei einer Verringerung der Spannung wandert der Arbeitspunkt bis zum Punkt C und springt dann zum Punkt D zurück.
Bei der Anwendung der Tunneldiode als Schalter wird dieser Effekt erwünscht, bei allen anderen Anwendungen aber, bei denen der negative Widerstand der Tunneldiode ausgenutzt werden soll, unerwünscht.

Die Wechselstromstabilitätsbedingung des Tunneldiodennutzkreises

Bei hohen Frequenzen wird die Tunneldiode über den Kondensator C_K kurzgeschlossen. In der Praxis wird C_K induktivitätsarm ausgeführt und unmittelbar an die Tunneldiode angeschaltet. Die Größe von C_K beträgt

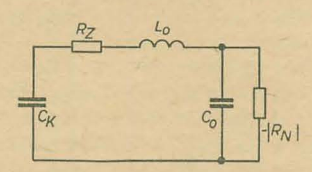


Bild 21: Ersatzschaltung des Tunneldiodenkreises für sehr hohe Frequenzen

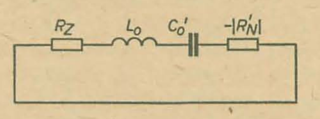


Bild 22: Darstellung des Tunneldiodenhochfrequenzkreises als Reihenschwingkreis

einige Hundert pF. Für hohe Frequenzen erhält man, da $\omega L_z \gg R_z$ sein soll, aus der Schaltung nach Bild 18 eine Schaltung nach Bild 21. Wandelt man die angegebene Parallelschaltung von C_o und $|R_N|$ im Bild 21 in eine Reihenschaltung nach Bild 3 um, so erhält man mit den Größen $-|R_N'|$ und C_o nach den Gleichungen (2) und (3) sowie bei Vernachlässigung von C_K gegenüber C_o' die Schaltung nach Bild 22. Die Schaltung nach Bild 22 stellt einen Reihenresonanzkreis mit dem Dämpfungswiderstand

$$R_s = R_z - |R_N'|$$

dar.
Wird der Kreis irgendwie zum Schwingen angeregt, dann ist er nur dann stabil, wenn die entstehende Schaltung an einem positiven Widerstand gedämpft wird. Zur Herstellung des stabilen Falles muß also

$$R_s = R_z - |R_N'| > 0 \qquad (31)$$

gelten.
Setzt man in die Gleichung (2) zur Bestimmung von $|R_N'|$ für die Frequenz ω die einzige Frequenz, die sich im Kreis selbst erregen kann, die Eigenresonanzfrequenz ω_r nach Gleichung (24) ein, so erhält man schließlich aus (31) die Ungleichung

$$\frac{L_o}{C_o |R_N|_{min}} < R_z \qquad (32)$$

Diese Ungleichung wird als Wechselstromstabilitätsbedingung des Nutzkreises bezeichnet. Ist die Ungleichung (32) nicht erfüllt, schwingt die Tunneldiodenschaltung.

Existenzkriterium eines stabilen Bereiches

Aus den Ungleichungen (30) und (32) läßt sich unter der Voraussetzung, daß

$$R_z \approx R_B$$

gelten soll, das Ungleichungssystem

$$\frac{L_o}{C_o |R_N|_{min}} < R_z < |R_N|_{min} \qquad (33)$$

zusammenstellen.
Durch Zusammenfassung der beiden äußeren Glieder erhält man die Ungleichung

$$\sqrt{\frac{L_o}{C_o}} < |R_N|_{min} \qquad (34)$$

welche als Kriterium für die Existenz eines stabilen Bereiches zu betrachten ist. Nur wenn diese Ungleichung erfüllt ist, existiert überhaupt ein stabiler Bereich der Tunneldiode. Um diese Bedingung zu erfüllen, muß L_o durch einen extrem induktivitätsarmen Aufbau sehr klein gehalten werden. Durch eine Vergrößerung von C_o würde man eine tiefere Grenzfrequenz erhalten.

Die Wechselstrombedingung des Tunneldiodenbatteriekreises

Bei den Frequenzen $0 < \omega < \omega_g$ besitzt die Impedanz der Tunneldiode wegen der Definition von ω_g einen negativen Realteil. Neben dem evtl. vorhandenen Nutzkreis werden aber auch die Kreise entdämpft, deren Resonanzfrequenz innerhalb des angegebenen Frequenzbereiches liegt. Der Batteriekreis soll als möglicher parasitärer Kreis auf sein Verhalten bei tieferen Frequenzen untersucht werden.
Für die tiefen Frequenzen $0 < \omega < \omega_{gB}$ (wobei ω_{gB} die Resonanzfrequenz des Tunneldiodenbatteriekreises bezeichnet) ist bei Vernachlässigung von R_o gegenüber $-|R_N|_{min}$ von der Tunneldiode nur noch der negative Widerstand $-|R_N|_{min}$ wirksam, da

$$\frac{1}{\omega_{gB} \cdot C_o'} \gg |R_N|_{min} \quad \text{und} \quad \omega_{gB} \cdot L_o \ll |R_N|_{min}$$

gilt.

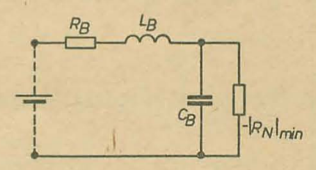


Bild 23: Ersatzschaltung des Tunneldiodenkreises für tiefe Frequenzen

Aus der Schaltung nach Bild 18 erhält man für den angegebenen Frequenzbereich die Schaltung nach Bild 23, welche in ihrem Aufbau der Schaltung nach Bild 2 gleicht.

Charakteristische Frequenzen des Tunneldiodenbatteriekreises

Analog zur Schaltung nach Bild 2 kann man auch die charakteristischen Frequenzen für die Schaltung nach Bild 23 bestimmen.
Technische Bedeutung hat hiervon nur die Eigenresonanzfrequenz des Tunneldiodenbatteriekreises:

$$\omega_{rB} = \frac{1}{\sqrt{L_B C_B}} \sqrt{1 - \frac{L_B}{C_B |R_N|^2_{min}}} \qquad (35)$$

Gleichstromstabilitätsbedingung des Tunneldiodenbatteriekreises

Aus Bild 23 erhält man die Gleichstrombedingung

$$R_B < |R_N|_{min} \qquad (36)$$

Wechselstromstabilitätsbedingungen des Tunneldiodenbatteriekreises

Wandelt man die Parallelschaltung von C_B und $-|R_N|_{min}$ in Bild 23 in eine äquivalente Reihenschaltung um, so muß bei Stabilität des Tunneldiodenkreises die Ungleichung

$$\frac{L_B}{C_B |R_N|_{min}} < R_B \qquad (37)$$

gelten, die durch Vergrößerung von C_B stets erfüllt werden kann. Faßt man die Ungleichungen (36) und (37) zu einem System zusammen, so erhält man

$$\frac{L_B}{C_B |R_N|_{min}} < R_B < |R_N|_{min} \qquad (38)$$

Aus den äußeren Ungleichungen erhält man eine Ungleichung

$$L_B < C_B |R_N|^2_{min}, \qquad (39)$$

welche zur Abschätzung der zulässigen äußeren Schaltungsinduktivität benutzt werden kann.

Geltungsbereich der Ungleichungen

Alle bisher angeführten Ungleichungen, in denen $|R_N|$ enthalten ist, sind für alle $|R_N|$ im Bereich

$$|R_N|_{min} < |R_N| < \infty$$

erfüllt, wenn sie für $|R_N|_{min}$ gelten.

Stabilitätsbetrachtungen bei Verwendung der Ortskurve

Für die Ersatzschaltbilder nach den Bildern 2 und 23 läßt sich die Ortskurve nach Bild 24 angeben.

Sind die Bedingungen der Ungleichungssysteme erfüllt, so können sich weder bei der Grenzfrequenz ω_g bzw. ω_{gB} noch bei einer anderen Frequenz Schwingungen erregen. Für $\omega < \omega_g$ ist eine Entdämpfung zwar möglich, die kapazitive Komponente von $\mathfrak{Z}_{TD}$ ist aber nicht kompensiert. Für $\omega > \omega_g$ ist die kapazitive Komponente zwar kompensiert, aber keine Entdämpfung mehr möglich.

Zusammenfassend soll noch einmal die jeweilige Lage der charakteristischen Frequenz ω_g, ω_r oder ω_{osz} auf der Ortskurve der Tunneldiodenimpedanz angegeben werden:

Die Grenzfrequenz ω_g ist wegen ihrer Definition ($\mathfrak{R}_e[\mathfrak{Z}_{TD}] = 0$) die Frequenz, die im Schnittpunkt der Ortskurve mit der y-Achse vorliegt.

Die Resonanzfrequenz ω_r ist wegen ihrer Definition ($\mathfrak{I}_m[\mathfrak{Z}_{TD}] = 0$) die Frequenz, die im Schnittpunkt der Ortskurve mit der x-Achse vorliegt.

Die Oszillatorfrequenz ω_{osz} liegt, da in diesem Punkt $\mathfrak{R}_e[\mathfrak{Z}_{TD}] = 0$ und $\mathfrak{I}_m[\mathfrak{Z}_{TD}] = 0$ beträgt, im Nullpunkt des Koordinatensystems.

Aus Bild 24 erhält man die Beziehung für Stabilität

$$\omega_g \cdot L_o < \mathfrak{Z}_{TD} |\omega = \omega_g$$

welche mit den Gleichungen (1) und (14) ebenfalls auf die Beziehung (32) führt. Für die Schaltung des Batteriekreises nach Bild 23 kann man analoge Ableitungen finden.

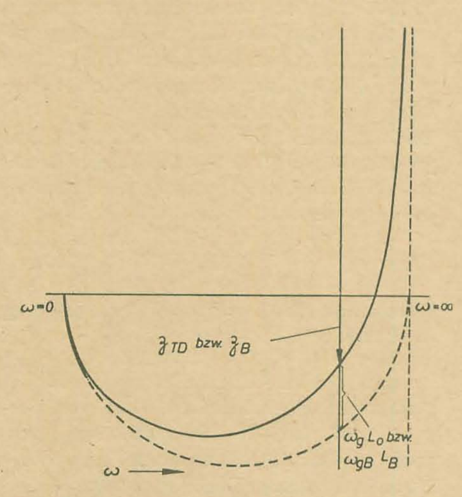


Bild 24: Ortskurve für Schaltungen nach den Bildern 2 und 23

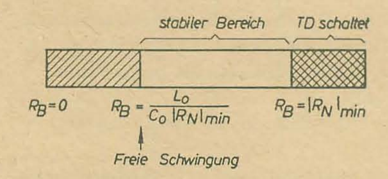


Bild 25: Grafische Darstellung des Stabilitätsbereiches

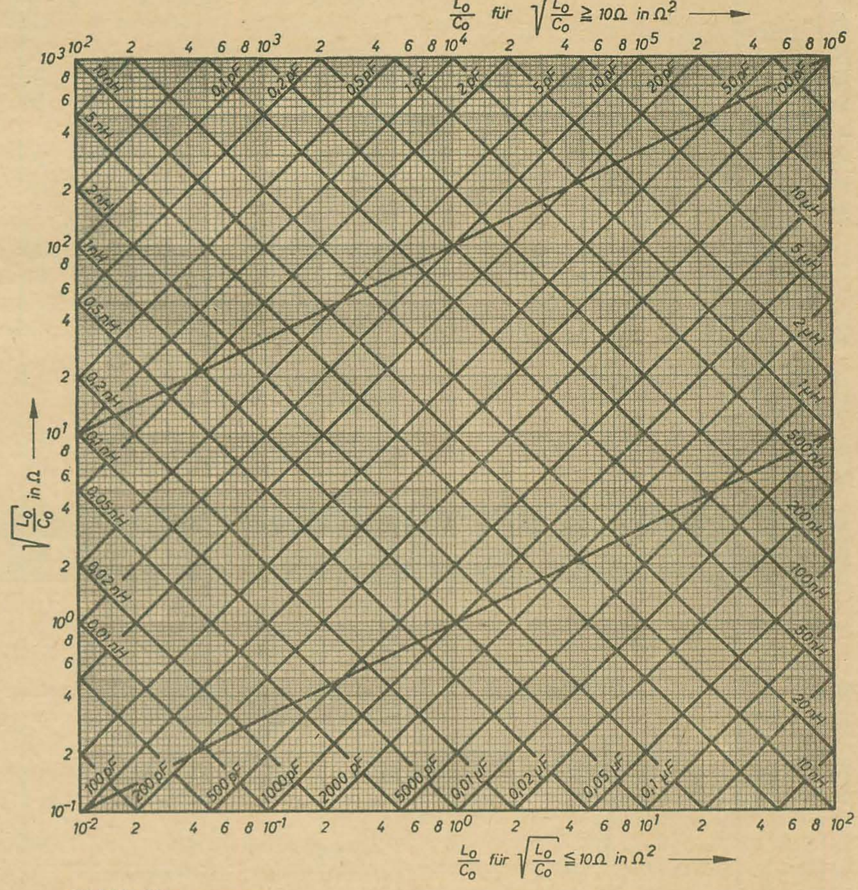


Bild 26: Nomogramm

Grafische Darstellung des Stabilitätsbereiches

Im Bild 25 ist der stabile Bereich der Ungleichungen (33) und (37) dargestellt. Einige Zahlenwerte der Ungleichung (33) sind aus Bild 27 zu entnehmen.

Ein Nomogramm zur Stabilitätsberechnung von Tunneldiodenkreisen

Am Beispiel der in der Tabelle angegebenen Werte von handelsüblichen Tunneldioden wird die Anwendung eines Nomogramms nach Bild 26 gezeigt. Bei gegebenen Werten von L_o und C_o erhält man aus dem Nomogramm die Werte

$$\sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \quad \text{und} \quad \frac{L_o}{C_o}.$$

Als Grundlage der Berechnung dient das Ungleichungssystem nach Ungleichung (38), welches sich mit $R_B = R_o$ in die drei Ungleichungen

$$\sqrt{\frac{L_o}{C_o}} < |R_N|_{min} \qquad (39)$$

$$\frac{L_o}{C_o} < R_o |R_N| \qquad (37)$$

$$R_B < |R_N|_{min} \qquad (36)$$

teilt.

Einige Daten handelsüblicher Tunneldioden (Telefunken)

Typ	R_N in Ω	R_o in Ω	C_o in pF	L_o in nH	$\frac{L_o}{C_o \mid R_N \mid}$ in Ω	$\sqrt{\frac{L_o}{C_o}}$ in Ω
AE 100	100	1	10	5	5	22,36
AE 101	100	1	10	0,5	0,5	7,07

Sind alle drei Ungleichungen erfüllt, so ist die Realisierung einer stabilen Tunneldiodenschaltung möglich.
Es soll geprüft werden, ob mit den angegebenen Dioden stabile Schaltungen geschaffen werden können.
Im linken Teil des Nomogramms liest man, ausgehend vom Schnittpunkt von L_0 und C_0, mit den Werten des Typs AE 100

$$\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-9}\,\mathrm{H}}{10 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F}}} \approx 22{,}4\,\Omega$$

ab.
Wegen $22{,}4\,\Omega < 100\,\Omega$ ist somit die Ungleichung (39) erfüllt.

Um nun die Gültigkeit der Ungleichung (37) zu überprüfen, verfolgt man den Schnittpunkt von L_0 und C_0 bis zur eingezeichneten Geraden und findet, da $L_0/C_0 \geqq 10\,\Omega$ beträgt, im oberen Teil des Nomogramms den Wert $L_0/C_0 = 500\,\Omega$.
Nach (37) muß also $500\,\Omega < R_0 | R_N |_{min} = 100\,\Omega$ gelten, was offensichtlich nicht erfüllt ist.
Dieser Typ eignet sich daher nicht zum Aufbau stabiler Schaltungen. Eine ähnliche Betrachtung des Typs AE 101 zeigt, daß für sie die Ungleichungen (39), (37) und (36) erfüllt sind, eine Realisierung stabiler Schaltungen mit ihr ist also möglich.

Aus der Reparaturpraxis

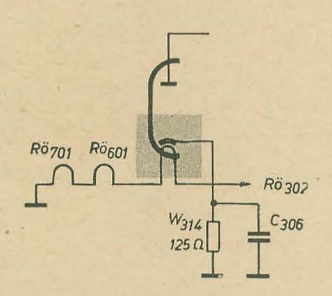
Bildkonturen beim TV-Empfänger „Record" ausgefranst

Als Ursache wurde in mehreren Fällen festgestellt, daß die Leitung zwischen C_{625} und dem Schirmgitterkondensator der Bildröhre zu dicht am Meßpunkt MT anlag. Dadurch entstanden Überschläge zwischen dieser Leitung, und der Öse des Meßpunktes, was dazu führte, daß das Bild ausfranste und keine scharfen Konturen zu bekommen waren. Nach Wegbiegen der Zuleitung war der Fehler beseitigt.

Zuschrift aus der ČSSR (Rafena-Informationen)

Aussetzende Hochspannung beim „Patriot"

Bei einem „Rafena-Patriot" setzte die Hochspannung aus. Es wurde vermutet, daß der Fehler im Zeilengenerator liegt. Ein Nachmessen der Betriebsspannungen ergab lediglich eine geringe Verschiebung der Plusspannungen nach oben. Der Heizfaden der ECC 82



glühte etwas dunkel. Ein Auswechseln der Röhre brachte kein anderes Ergebnis. Durch eine Strommessung wurde festgestellt, daß der Heizstrom unter 300 mA lag. Nun wurde ein Schluß im Heizkreis vermutet. Im Heizkreis liegen zwischen der ECC 82 und dem erdseitigen Ende die Bildröhre sowie $Rö_{301}$ (PCC 84). Nach Auswechseln der PCC 84 war der Fehler behoben. Diese Röhre hatte zeitweise Schluß zwischen Heizfaden und Katode. Dadurch floß ein Teil des Heizstromes über den Katodenwiderstand W_{314} zur Masse ab.

Aus Rafena-Informationen

Synchronisationsfehler im TV-Empfänger „Patriot I" (Rafena)

Wiederholt konnte beim TV-Empfänger „Patriot I" eine mangelhafte bzw. kritische Bild- und Zeilensynchronisation festgestellt werden. Bild und Zeile ließen sich nicht synchronisieren. Die Prüfung der Spannungen im Amplitudensieb ergab keine Abweichung. Auch bei der Impulskontrolle mit einem Oszillografen ergaben sich keine Anhaltspunkte. Es blieb also nur noch die Clipperstufe als Störquelle. Die Auswechslung des Kondensators C_{401} (0,1 μF) und der Diode führte zum Erfolg und damit zur Beseitigung des Fehlers. Geräte der letzten Fabrikation wurden ohne Clipperstufe geliefert.
Es sei noch darauf hingewiesen, daß der der Clipperstufe folgende Gitterableitwiderstand R_{402} der PCF 82 oft im Widerstandswert hochgeht, welches zu ähnlichen Störungen führen kann.
Da der Kondensator vom Schwungradkreis oft durch Kontaktfehler ausfällt, ist der Zeilenfang sehr kritisch. Die Zeile kippt oft aus und es sind in der Mitte des Bildschirmes kurze gegeneinanderversetzte, helle Striche in Form einer Fischgräte sichtbar. Es empfiehlt sich der Einbau eines Sikatropkondensators von 10 nF.

Synchronisationsfehler im TV-Empfänger „Patriot II" (Staßfurt)

Beim TV-Empfänger „Patriot II" tritt oftmals folgender Fehler auf: Nach längerer Betriebszeit (1 bis 3 Stunden) wird die Zeilensynchronisation kritisch. Speziell in den Abendstunden, wo die Netzspannung starken Schwankungen unterworfen ist, tritt ein Bildspringen nach links bzw. rechts ein. In sehr extremen Fällen bricht die Zeilensynchronisation vollkommen zusammen. Sie läßt sich durch die Korrektur des Zeilenreglers in jedem Fall wieder herstellen. In solchen Fällen ist der Widerstand W_{57} (300 kΩ) auf seinen Wert hin zu überprüfen bzw. zu erneuern. Es liegt hier ein Kappenfehler des Widerstandes vor, der sich erst durch Eigenerwärmung des Gerätes auswirkt. Eine ähnliche Erscheinung, die sich jedoch meist nur bei Bildwechsel bemerkbar macht, kann sich bei Alterung der PCF 82 (Amplitudensieb) einstellen. Es sei darauf hingewiesen, daß trotz einwandfreier Funktion aller in Frage kommenden Röhren und Bauteile der obengenannte Fehler auftreten kann. In solchen Fällen sei empfohlen, den Gitterableitwiderstand der PCF 82 (W_{39} 1 MΩ) auf 500 kΩ zu reduzieren. Eine weitere Möglichkeit wäre der Einbau eines zusätzlichen Kondensators von 50 ··· 100 pF vom Punkt C_{33}, C_{34} und W_{38} nach Masse. Durch diese Schaltungsänderungen treten keine Funktionsminderungen ein.

Horst Ziegler

Betr.: Knallen beim TV-Empfänger „Start"

Im Heft 5 (1963) wurde unter der Rubrik „Aus der Reparaturpraxis" ein Beitrag unter der obengenannten Überschrift veröffentlicht.
Nach meinen Feststellungen ist die Ursache nicht der Durchführungskondensator C_{307}, sondern eine statische Aufladung des Gitters 2 der Bildröhre.
Die Entladung des Gitters erfolgt über C_{635}, der Plusschiene IV und führt schließlich mit lautem Knallen zur Zerstörung des Durchführungskondensators C_{307} im Kanalwähler. Ein bloßes Auswechseln des Kondensators führt nicht zur Beseitigung der Ursache.
Abhilfe kann nur der Einbau einer Funkenstrecke bringen oder C_{605} wird von der Plusschiene IV getrennt und an Masse gelegt, wobei die Spannungsfestigkeit des Kondensators beachtet werden muß.
Ein ähnlicher Fehler wurde auch bei dem TV-Empfänger AT 505—666 beobachtet und konnte durch Umlöten des Kondensators C_{61} beseitigt werden.

Rolf Meißner

Schwacher Kontrast und Fahnenbildung im Iris 17 B

Da auch die Bild- und Zeilensynchronisation nicht zuverlässig arbeitete, fiel der erste Verdacht auf den ZF-Verstärker. Das Auswechseln der ZF-Röhren hatte keinen Erfolg. Die Spannungen entsprachen der in dem Schaltbild angegebenen Höhe. Das Überprüfen der Dämpfungswiderstände hatte ebenfalls keinen Erfolg. Nachdem durch Herausziehen des Chassis der Videoverstärker erreichbar wurde, zeigte sich der Fehler bei der Drossel L_{19}. Die Drossel L_{19} ist eine auf einem Keramikrohr gewickelte Spule, deren Anschlüsse an Schaltdrahtenden gelötet sind. Diese waren so stark oxydiert (Grünspan), daß die Drosselanschlüsse direkt abgefressen waren.
Nach der Beseitigung des Fehlers arbeitete das Gerät einwandfrei.

Wolfgang Klose

Kenndaten sowjetischer Transistoren Teil 1

Im folgenden veröffentlichen wir die technischen Daten von neuen sowjetischen Transistoren, die bereits gefertigt bzw. in die Produktion übergeleitet werden [1].

Transistoren kleiner Verlustleistung ($P_{C\,max} \leqq 300$ mW)

Die Transistoren П 20 ··· П 21A, П 25 bis П 26, П 27 ··· П 28, П 29 ··· П 30, П 414 bis П 415Б, П 416 ··· П 416В, П 501 ··· 503 besitzen ein hermetisch verschlossenes Metallgehäuse mit Glasdurchführungen und flexiblen Drahtanschlüssen, die Transistoren П 410 ··· П 411A mit koaxialen Anschlüssen.

Tabelle 1: Technische Daten der Transistoren П 20 ··· П 21A

Typ	П 20			П 21			П 21 A		
T_a in °C	—60	20	70	—60	20	70	—60	20	70
β bei $-U_{CE} = 5$ V, $-I_C = 5$ mA; f = 270 Hz		50 ··· 150	50 ··· 200		20 ··· 60	20 ··· 75		50 ··· 150	50 ··· 200
f_α in MHz bei $-U_{CB} = 5$ V, $-I_C = 5$ mA		>1			>1			>1	
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 50$ V		<50	<300		—	—		—	—
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 70$ V	—	—	—	<50	<50	<300	<50	<50	<300
$-I_{CBO}$ in mA bei $-U_{CB} = 60$ V		<1			—			—	
$-I_{CBO}$ in mA bei $-U_{CB} = 85$ V		—			<1			<1	
I_{EBO} in µA bei $U_{EB} = 50$ V		<50			<50			<50	
R_S in Ω¹) bei $-I_C = 300$ mA		—			<2			<1	

¹) R_S ··· Sättigungswiderstand [3]

Transistoren П 20 ··· П 21A (s. a. Tabelle 1)

Die Typen П 20 ··· П 21 A sind in Legierungstechnik hergestellte pnp-Germaniumtransistoren, die für Verstärker- und Schaltzwecke bestimmt sind.

Die max. Kollektorverlustleistung beträgt (bei einer Umgebungstemperatur von —60 bis + 35 °C und einer Kollektorspannung $-U_{CB\,max} = 35$ V) 150 mW. Bei höheren Temperaturen wird sie nach der Gleichung

$$P_{C\,max} = (85 - T_a)/0{,}33 \quad (\text{mW}; °\text{C})$$

errechnet.

Der Kollektorstrom im Impulsbetrieb beträgt $-I_{C\,max} = 300$ mA.

Beim Einsetzen in die Schaltung muß bei diesen Transistoren die Basis zuerst angeschlossen werden.

Transistoren П 25 ··· П 26Б (s. a. die Tabellen 2 und 3)

Die Transistoren П 25 ··· П 26Б sind pnp-Germaniumtransistoren in Legierungstechnik, die für Multivibratoren, Verstärker- und Schaltzwecke bestimmt sind.

Die max. Kollektorverlustleistung beträgt beim Impuls- und Schaltbetrieb (bei T_a — 60 bis + 35 °C) 200 mW. Bei höheren Temperaturen wird sie nach der Gleichung

$$P_{C\,max} = (75 - T_a)/0{,}2 \quad (\text{mW}; °\text{C})$$

errechnet.

Bei den Transistoren П 25 ··· П 25Б ist (bei $R_{BE} \leqq 500\ \Omega$ und $T_a = -60$ bis + 35 °C) $-U_{CB\,max} = U_{EB\,max} = -U_{CE\,max} = 60$ V. Bei $T_a = 35 \cdots 70$ °C ist $-U_{CB\,max} = U_{EB\,max} = -U_{CE\,max} = 40$ V. Bei den Transistoren П 26 ··· П 26Б ist (bei $R_{BE} = 500\ \Omega$ und $T_a = -60$ bis + 35 °C) $-U_{CB\,max} = U_{EB\,max} = -U_{CE\,max} = 100$ V. Bei $T_a = 35 \cdots 70$ °C ist $-U_{CB\,max} = U_{EB\,max} = -U_{CE\,max} = 70$ V.

Bei lang andauerndem Betrieb und Dauerbetrieb wird empfohlen, bei den Transistoren П 25 ··· П 25Б $-U_{CB\,max} = 40$ V und bei den Transistoren П 26 ··· П 26Б $-U_{CB\,max} = 70$ V und bei allen Transistoren $P_{C\,max} = 100$ mW zu wählen.

Der Kollektorstrom im Schaltbetrieb beträgt $-I_{CS} = -\hat{I}_{C\,max} = 400$ mA.

Beim Einsetzen in die Schaltung muß bei den Transistoren П 25 ··· П 26Б die Basis zuerst angeschlossen werden.

Tabelle 2: Technische Daten der Transistoren П 25 ··· П 25Б

Typ	П 25		П 25 A		П 25Б	
T_a in °C	20	70	20	70	20	70
β bei $-U_{CE} = 40$ V, $I_E = 2{,}5$ mA; f = 1 kHz	10 ··· 25		20 ··· 50		30 ··· 80	
r_b in Ω bei $-U_{CB} = 20$ V, $I_E = 2{,}5$ mA; f = 1 kHz	<500		<500		<500	
r_b in Ω bei $-U_{CB} = 20$ V, $I_E = 2{,}5$ mA; f = 500 kHz	<100		<100		<100	
f_α in kHz bei $-U_{CB} = 20$ V; $I_E = 2{,}5$ mA	>200		>200		>500	
h_{22} in µS bei $-U_{CB} = 20$ V, $I_E = 2{,}5$ mA; f = 1 kHz	<3,5		<3,5		<3,5	
$-I_{CEO}$ in µA bei $-U_{CE} = 60$ V	<150		<150		<150	
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 50$ V		<600		<600		<600
I_{EBO} in µA bei $U_{EB} = 60$ V	<150		<150		<150	
$t_{an} \mathrel{\hat{=}} t_{ab}$ in µs¹) bei $-U_{CB} = 30$ V; $I_E = 25$ mA	<1,5		<1,5		<1,5	

¹) t_{an} = Anstiegszeit; t_{ab} = Abschaltzeit [3]

Tabelle 3: Technische Daten der Transistoren П 26 ··· П 26Б

Typ	П 26		П 26 A		П 26Б	
T_a in °C	20	70	20	70	20	70
β bei $-U_{CE} = 70$ V, $I_E = 1{,}5$ mA; f = 1 kHz	10 ··· 25		20 ··· 50		30 ··· 80	
r_b in Ω bei $-U_{CB} = 20$ V, $I_E = 2{,}5$ mA; f = 1 kHz	<500		<500		<500	
r_b in Ω bei $-U_{CB} = 20$ V, $I_E = 2{,}5$ mA; f = 500 kHz	<100		<100		<100	
f_α in kHz bei $-U_{CB} = 35$ V; $I_E = 1{,}5$ mA	>200		>200		>500	
h_{22} in µS bei $-U_{CB} = 35$ V, $I_E = 1{,}5$ mA; f = 1 kHz	<3,5		<3,5		<3,5	
$-I_{CEO}$ in µA bei $-U_{CE} = 100$ V	<150		<150		<150	
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 70$ V		<600		<6		<600
I_{EBO} in µA bei $U_{EB} = 100$ V	<150		<150		<150	
$t_{an} \mathrel{\hat{=}} t_{ab}$ in µs¹) bei $-U_{CB} = 30$ V; $I_E = 25$ mA	<1,5		<1,5		<1,5	

¹) t_{an} = Anstiegszeit; t_{ab} = Abschaltzeit [3]

Transistoren П 27 ··· П 28 (s. a. Tabelle 4)

Diese Typen sind pnp-Germanium-Flächentransistoren, die für HF-, ZF- und NF-Verstärker mit geringem Rauschen bestimmt sind.

Die max. Kollektorverlustleistung beträgt (bei

Tabelle 4: Technische Daten der Transistoren П 27 ··· П 28

Typ	П 27		П 27 A		П 28	
T_a in °C	20	80	20	80	20	80
β bei $-U_{CE} = 5$ V, $I_E = 0{,}5$ mA; f = 1 kHz	>20		>20		>20	
h_{22} in µS bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 0{,}5$ mA; f = 1 kHz	<2	<8	<1	<4	<1	<4
f_α in MHz bei $-U_{CB} = 5$ V; $I_E = 0{,}5$ mA	>1		>1		>5	
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 5$ V	<3	<200	<3	<200	<3	<200
F in dB bei $-U_{CE} = 5$ V, $I_E = 0{,}5$ mA; f = 1 kHz	<10		<5		<5	
C_{cb} in pF bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 0{,}5$ mA; f = 1 MHz	<50		<50		<50	
$r_b C_{cb}$ in µs bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 0{,}5$ mA; f = 1 MHz	<6		<6		<6	

Tabelle 5: Technische Daten der Transistoren П 29 ··· П 30

Typ	П 29	П 29 A	П 30
T_a in °C		20	
α bei $-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 1$ mA; f = 5 MHz	>0,7	>0,7	>0,7[1])
β bei $-U_{CE} = 0{,}5$ V; $-I_C = 20$ mA	25 ··· 50	45 ··· 90	80 ··· 160
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 12$ V	<4	<4	<4
I_{EBO} in µA bei $U_{EB} = 12$ V	<4	<4	<4
U_{EBS} in V bei $-I_C = 20$ mA; $-I_B = 1$ mA	<0,4	<0,4	<0,4
$-U_{CES}$ in V bei $-I_C = 20$ mA; $-I_B = 1$ mA	<0,2	<0,2	<0,2
C_{cb} in pF bei $-U_{CB} = 6$ V; f = 1 MHz	<20	<20	<20

[1]) f = 10 MHz

Tabelle 8: Technische Daten der Transistoren П 416 ··· П 416 B

Typ	П 416	П 416 A	П 416 Б	П 416 B
$\vert\beta\vert$ bei $-U_{CE} = 5$ V, $I_E = 5$ mA; f = 20 MHz	>2,5	>4,0	>4,0	>5,0
β bei $-U_{CE} = 3$ V; $I_E = 50$ mA	25 ··· 75	50 ··· 120	80 ··· 200	120 ··· 360
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 5$ V	<2	<2	<2	<2
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 15$ V	<8	<8	<8	<8
I_{EBO} in µA bei $U_{EB} = 2$ V	<100	<100	<100	<100
t_{ab} in µs[1]) bei $I_E = 50$ mA	<1	<1	<1	<1
$-U_{CES}$ in V bei $I_E = 50$ mA	<2	<2	<2	<2
C_{cb} in pF bei $-U_{CB} = 5$ V; f = 5 MHz	<8,5	<8,5	<8,5	<8,5
$r_b C_{cb}$ in µs bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 5$ mA; f = 5 MHz	<500	<500	<500	<500

[1]) t_{ab} = Abschaltzeit [3]

einer Umgebungstemperatur von — 60 bis + 50 °C) 30 mW.

Bei den Transistoren П 27 ··· П 28 (bei T_a = — 60 ··· + 70 °C) ist $-U_{CBmax} = 5$ V und (bei T_a = — 60 ··· + 30 °C) $-U_{CEmax} = 5$ V. Bei $T_a > 30$ °C und $R_{BE} \leq 500\ \Omega$ ist $-U_{CEmax} = 5$ V. Beim Transistor П 27 A ist (bei T_a = — 60 ··· + 70 °C) $-U_{CEmax} = 5$ V. Für alle Transistoren $-I_{Cmax}$ gleich 6 mA bei T_a = — 60 ··· + 70 °C.

Beim Einsetzen in die Schaltung muß bei den Transistoren П 27 ··· П 28 die Basis zuerst angeschlossen werden.

Transistoren П 29 ··· П 30 (s. Tabelle 5)

Diese Typen sind pnp-Germanium-Flächentransistoren, die für Impuls- und Schaltbetrieb bestimmt sind.

Die maximale Kollektorverlustleistung beträgt (bei T_a = — 60 ··· + 70 °C) 30 mW.

Im Schaltbetrieb ist (bei T_a = — 60 bis + 70 °C) $-U_{CBmax} = -U_{CEmax} = U_{EBmax} = 12$ V. Bei $T_a = 20$ °C und $-I_B = 0$ ist $-U_{CEmax} = 10$ V und bei $T_a = 70$ °C ist $-U_{CEmax} = 6$ V. $-I_{Cmax}$ ist 100 mA.

Transistoren П 410 ··· П 411 A (s. Tabelle 6)

Diese Typen sind in Diffusionstechnik hergestellte pnp-Germaniumtransistoren, die für Schaltungen im KW- und UKW-Bereich und für den Impulsbetrieb bestimmt sind.

Tabelle 6: Technische Daten der Transistoren П 410 ··· П 411 A

Typ	П 410		П 410 A		П 411		П 411 A	
T_a in °C	20	70	20	70	20	70	20	70
α bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 5$ mA; f = 50 ··· 1000 Hz	0,965 ··· 0,990		0,990 ··· 0,996		0,965 ··· 0,990		0,990 ··· 0,996	
h_{22} in µS bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 5$ mA; f = 50 ··· 1000 Hz	>0,1	>0,1	>0,1	>0,1	>0,1	>0,1	>0,1	>0,1
f_{osz} in MHz[1]) bei $-U_{CB} = 5$ V; $I_E = 5$ mA	>200		>200		>400		>400	
$-I_{COK}$ in µA bei $-U_{CE} = 8$ V	<5		<5		<5		<5	
$-U_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 5$ V		<120		<120		<120		<120
C_{cb} in pF bei $-U_{CB} = 5$ V; f = 5 MHz	<4		<4		<4		<4	
$r_b C_{cb}$ in µs bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 5$ mA; f = 5 MHz	<0,3		<0,3		<0,2		<0,2	

[1]) $f_{osz} > f_\alpha$ Schwingungsgrenzfrequenz in Basisschaltung

Tabelle 7: Technische Daten der Transistoren П 414 ··· П 415

Typ	П 414	П 414 A	П 414 Б	П 415	П 415 A	П 415 Б
β bei $-U_{CE} = 5$ V, $I_E = 5$ mA, f = 50 ··· 1000 Hz	25 ··· 100	60 ··· 120	100 ··· 200	25 ··· 100	60 ··· 120	100 ··· 200
h_{22} in µS bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 5$ mA, f = 50 ··· 1000 Hz	< 5	<5	<5	<5	<5	<5
f_{osz} in MHz[1]) bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 5$ mA	>60	>60	>60	>120	>120	>120
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 12$ V	<5	<5	<5	<5	<5	<5
$-I_{CBO}$ in µA bei $-U_{CB} = 5$ V	<2	<2	<2	<2	<2	<2
C_{cb} in pF bei $-U_{CB} = 5$ V	<10	<10	<10	<10	<10	<10
$r_b C_{cb}$ in µs bei $-U_{CB} = 5$ V, $I_E = 5$ mA	<1	<1	<1	<5	<5	<5

[1]) $f_{osz} > f_\alpha$ Schwingungsgrenzfrequenz in Basisschaltung

Die max. Kollektorverlustleistung beträgt (bei $T_a = 20 \pm 5$ °C) 100 mW. Bei anderen Temperaturen wird die Kollektorverlustleistung nach der Gleichung

$$P_{Cmax} = (85 - T_a)/0{,}5 \quad (\text{mW}; °\text{C})$$

bestimmt.

Bei $R_{BE} = \infty$ ist $-U_{CEmax} = 6$ V und bei $R_{BE} = 0$ ist $-U_{CEmax} = 8$ V. Bei dieser Typenreihe ist $-I_{Cmax} = 20$ mA.

Beim Einsetzen in die Schaltung muß bei ihnen der Kollektor zuletzt angeschlossen und beim Herausnehmen zuerst abgeschaltet werden.

Transistoren П 414 ··· П 415 Б (s. a. Tabelle 7)

Die Typen П 414 ··· П 415 Б sind in Diffusionstechnik hergestellte pnp-Germaniumtransistoren, die für Schaltungen im Videofrequenzbereich und für den Impulsbetrieb bestimmt sind.

Die max. Kollektorverlustleistung beträgt (bei T_a = — 60 ··· + 20 °C) 100 mW. Bei Temperaturen über 20 °C muß sie um 15 mW je 10 °C verringert werden.

Bei T_a = — 60 ··· + 70 °C ist $-U_{CBmax} = 10$ V und in demselben Temperaturbereich ist bei $R_{BE} \leq 1$ kΩ $-U_{CEmax} = 10$ V.

Der max. Kollektorstrom beträgt $-I_{Cmax} = 10$ mA, im Schalt- oder Impulsbetrieb ist $-I_{Cmax} = 30$ mA.

Bei den Transistoren П 414 ··· П 415 Б ist $T_{jmax} = 75$ °C. Bei der Verwendung in Schaltungen muß der Kollektor zuletzt angeschlossen und zuerst abgeschaltet werden. Auf parasitäre Selbsterregung ist zu achten.

Transistoren П 416 ··· П 416 B (s. a. Tabelle 8)

Diese Typen sind in Diffusionstechnik hergestellte pnp-Germaniumtransistoren, die für Schaltungen im Videofrequenzbereich und für den Impulsbetrieb bestimmt sind.

Die max. Kollektorverlustleistung beträgt (bei T_a = — 60 ··· + 45 °C) 100 mW. Die Impulsleistung beträgt (bei $P_{Cmax} = 100$ mW und in demselben Temperaturbereich) 250 mW. Bei höheren Temperaturen wird die max. Kollektorverlustleistung nach der Gleichung

$$P_{Cmax} = (85 - T_a)/0{,}4 \quad (\text{mW}; °\text{C})$$

berechnet.

Bei Temperaturen über 45 °C muß $-U_{CB}$ um 1 V, $-U_{CE}$ (bei $R_{BE} = 1$ kΩ) um 0,5 V, U_{EB} um 0,2 V und $-I_C$ um 4 mA je 5 °C verringert werden. Die Impulsleistung verringert sich um 10 mW je 5 °C.

Bei T_a = — 60 ··· + 45 °C und $R_{BE} = 0$ ist

Tabelle 9: Technische Daten der Transistoren П501 ··· П503A

Typ	П 501	П 501 A	П 502	П 502 A	П 502 Б	П 502 B	П 503	П 503 A
T_a in °C				20				
β bei $U_{CE} = 10 V$, $-I_E = 3 mA$; $f \leq 1 kHz$	>9	>19	>9	>19	>9	>19	>9	>19
β bei $U_{CE} = 10 V$, $-I_E = 3 mA$; $f = 20 MHz$	>0,7	>0,7	>1	>1	>1	>1	>1,5	>1,5
h_{22} in μS bei $U_{CB} = 10 V$, $-I_E = 3 mA$; $f \leq 1 kHz$	<3	<3	<3	<3	<3	<3	<3	<3
f_{osz} in MHz[1]) bei $U_{CB} = 10 V$; $-I_E = 3 mA$	>10	>10	>30	>30	>30	>30	>60	>60
I_{CBO} in μA[2]) bei $U_{CB} = 10 V$	<100	<100	<100	<100	<100	<100	<100	<100
I_{CBO} in μA bei $U_{CB} = 20 V$	<50	<50	<50	<50	—	—	<50	<50
I_{CBO} in μA bei $U_{CB} = 30 V$	—	—	—	—	<50	<50	—	—
$-I_{EBO}$ in μA bei $-U_{EB} = 1 V$	—	—	<1	<1	<1	<1	<1	<1
$-I_{EBO}$ in μA bei $-U_{EB} = 3 V$	—	—	<50	<50	<50	<50	<50	<50
C_{cb} in pF bei $U_{CB} = 10 V$; $f = 5 MHz$	<10	<10	<10	<10	<10	<10	<10	<10

[1]) $f_{osz} > f_\alpha$ Schwingungsgrenzfrequenz in Basisschaltung. [2]) $T_{Umgeb.} = 120$ °C

$-U_{CEmax} = 15$ V, bei $R_{BE} \leq 1$ kΩ ist $-U_{CEmax} = 12$ V und $-I_{Cmax} = 15$ mA; im Schalt- und Impulsbetrieb ist $-I_{Cmax} = 120$ mA.

Bei dieser Typenreihe ist $T_{j max} = 85$ °C.

Bei der Verwendung in Schaltungen muß der Kollektor zuletzt angeschlossen und zuerst abgeschaltet werden. Auf parasitäre Selbsterregung ist zu achten.

Transistoren П 501 ··· П 503A (s. a. Tabelle 9)

Diese Typen sind in Diffusionstechnik hergestellte npn-Siliziumtransistoren, die für HF- und Impulsschaltungen bestimmt sind.

Die max. Kollektorverlustleistung beträgt (bei einer Gehäusetemperatur von — 60 bis + 60 °C) 150 mW.

Bei höheren Temperaturen wird die max. Kollektorverlustleistung nach der Gleichung

$$P_{Cmax} = (150 - T_p)/0{,}6 \quad (mW; °C)$$

errechnet, wobei T_p die Gehäusetemperatur in °C ist.

Bei $T_a = -60 \cdots +120$ °C ist $U_{CBmax} = 20$ V in demselben Temperaturbereich ist bei $R_{BE} = 0$ $U_{CEmax} = 20$ V, $-I_{Emax} = 10$ mA und $I_{Bmax} = 10$ mA.

Die zugelassene Gehäusetemperatur $T_p = -60 \cdots +120$ °C, $T_j = -60$ bis $+150$ °C.

Referate

B. Hecht

Senkung der Herstellungskosten von Halbleiterbauelementen durch die Anwendung von Durchlauföfen

International Electronics 1 (1963)

Unter dieser Überschrift erläutert Dr. B. Hecht in der Januarnummer 1963 der Zeitschrift „International Electronics" die jüngsten Fortschritte in der Halbleiterfabrikation, die durch eine eindrucksvolle Senkung der Verkaufspreise gekennzeichnet sind. Ein gesteuerter Siliziumgleichrichter, der vor drei Jahren noch 300 Dollar kostete, wird jetzt für 25 Dollar verkauft, und man darf erwarten, daß sein Preis auf Grund verbesserter Herstellungsverfahren schließlich auf 2 Dollar absinken wird.

Die verschiedenen Arten von Halbleiterbauelementen unterliegen im Verlaufe der Herstellung Wärmeprozessen mannigfacher Art, wie Legierung, Segregation, Diffusion, Schmelzung, Hart- oder Weichlötung. Diese Vorgänge erfordern alle eine genaue Überwachung und Reglung der Temperatur, der Reinheit der Atmosphäre sowie deren zeitlicher Verläufe.

Ein Hauptfaktor bei der folgerichtigen Herstellung guter Halbleiterbauelemente zu niedrigen Preisen war die Entwicklung von Durchlauföfen, die u. a. auch von der amerikanischen Firma BTU durchgeführt wurde. Früher wurden in der noch jungen Halbleiterindustrie die Bauelemente in „Stoßöfen" hergestellt, bei denen es schwierig war, alle Variablen zu überwachen und zu steuern. Die drei wichtigsten Herstellungsschritte der Diffusion, des Legierens und der Segregation wurden als getrennte Operationen ausgeführt. Dazu waren geschickte Laboratoriumstechniker notwendig. Während aller Teilvorgänge des Herstellungsprozesses mußten Zeit, Temperatur, Umgebungsatmosphäre und Druck oder Vakuum gemessen und geregelt werden. Zwischen den verschiedenen Herstellungsschritten bestand stets die Möglichkeit, daß das halbfertige Bauelement „vergiftet" wurde. Die Unmöglichkeit, alle Variablen im Verlaufe des Herstellungsvorganges zu steuern, führte zu einer hohen Ausschußrate und demzufolge zu einem hohen Preis. Die mittlere Ausbeute bei der Herstellung der ersten Halbleiterbauelemente in „Stoßöfen" war kleiner als 40%. In vielen Fällen lag sie unter 20%.

Im Gegensatz hierzu ergibt ein Durchlaufofen Ausbeuten von 90%. Er erlaubt an jeder Stelle und während jeder Operation die genaue Reglung aller Variablen. So wird das Problem der Einführung unerwünschter Faktoren prinzipiell beseitigt.

Für Operationen, die eine Kombination von Legierungs- und Diffusionsvorgängen erfordern, ist der Durchlaufofen der BTU einer der wichtigsten Bestandteile des Fabrikationsprozesses. Er enthält in der Tat fünf Öfen in einem. Ein kontinuierlicher Antrieb führt die Graphitschiffchen mit den Halbleiterelementen mit konstanter Geschwindigkeit in eine Muffel. Beim Durchlauf der Schiffchen durch die fünf Zonen läuft der gesamte Herstellungsprozeß unter genauer Überwachung der für jede Zone vorgeschriebenen Temperatur ab. Jeder Temperaturfühler betätigt einen stufenlosen Leistungsregler mit gesteuerten Siliziumgleichrichtern. Dadurch lassen sich extrem niedrige Toleranzen einhalten.

Beim ersten Schritt des Herstellungsvorganges läßt man geschmolzene Dotierungsstoffe mit Hilfe eines Legierungsprozesses in bestimmte Bezirke des Halbleiterplättchens eindringen. Die Stoffe werden dann in diesen Bezirken abgeschieden und „eingefroren". Schließlich läßt man in einem Vorgang, der Festkörperdiffusion genannt wird, gewisse Verunreinigungsatome ohne Schmelzung in das Halbleiterplättchen hineinwandern. Wenn das Plättchen aus dem Ofen kommt, ist es durch die Kombination der verschiedenen Wärmebehandlungen im Grunde genommen schon zum Transistor geworden. Es braucht nur noch kontaktiert und verkapselt zu werden.

Da die Verunreinigungsbezirke, die als Folge der Wärmebehandlungen entstehen, kleiner als 1 μ sind, erfordert dieser Vorgang bei der Temperaturmessung und -reglung äußerste Genauigkeit. Eine Temperaturänderung um wenige Grade kann eine bereits gebildete Halbleiterregion zerstören. Deshalb muß die Temperatur in jeder der fünf Zonen des Durchlaufofens mit einer Genauigkeit von ± 1 °C eingehalten werden.

Die Überwachungseinrichtungen und die stufenlosen Leistungsregler sorgen für einen fließenden Übergang der Temperatur von einer Ofenzone zur anderen ohne Stoßstellen im Temperaturgradienten. Wenn einmal ein bestimmter, komplexer Temperaturgradient eingestellt worden ist, arbeitet der Ofen fortlaufend während mehrerer Monate.

In einem zweiten Ofentyp der BTU werden die ohmschen Kontakte am Halbleiterplättchen angebracht. Dieser Vorgang erfordert keine so genaue Steuerung der Verunreinigungsverteilung, jedoch müssen die ohmschen Kontakte an fest bestimmter Stelle erfolgen. Jede örtliche Abweichung im Verlauf der Wärmebehandlung kann die Struktur des Halbleiterelementes zerstören.

Das Geheimnis dieses Vorganges ist die extrem schnelle Aufheizung des geschmolzenen Materials, das mit den Halbleiterelementen in Berührung steht. Ein schneller Temperaturanstieg ermöglicht es, in den ohmschen Bezirken jede Kristallunvollkommenheit zu überwinden und den Benetzungsvorgang mit einem Mindestmaß an unerwünschter Verunreinigung der Oberfläche und an Versetzungen der Kristallstruktur durchzuführen.

Das Erzeugnis erreicht die Legierungstemperatur von 1000 °C innerhalb einer Minute. Diese Temperatur wird für 15 Minuten auf ± 1 °C konstant gehalten. Der Vorgang wird schließlich mit einer gesteuerten Abkühlperiode beendet, während der die Temperatur des Produktes um 1 °C pro Minute sinkt.

Das schnelle Aufheizen und das sehr langsame Abkühlen ist im Grunde genommen ein Ausglühprozeß, der dazu dient, die Entstehung von mechanischen Spannungen im Halbleiterelement, die die elektrischen Werte nachteilig beeinflussen würden, zu verhindern. Der Temperaturverlauf dieses Vorganges wird mit einem schreibenden Meßinstrument aufgezeichnet.

Die Entwicklung der Durchlauföfen mit sehr genauer Temperaturregelung ermöglichte die Massenproduktion von Halbleiterbauelementen mit großer Stabilität und Reproduzier-

barkeit. Anstelle von Laboratoriumstechnikern können nunmehr weniger geschickte Produktionsarbeiterinnen bessere und billigere Erzeugnisse herstellen. *-ke*

Fachbücher

Werner Köhler

Verstärker

Kleine Bibliothek für Funktechniker

VEB Verlag Technik, Berlin

84 Seiten, zahlreiche Bilder, broschiert 5,40 DM

Diese Broschüre befaßt sich mit einem wichtigen Gebiet der Elektrotechnik. Die hier behandelten Grundlagen der Verstärkertechnik sind eine Zusammenfassung der wichtigsten hierbei in Frage kommenden Probleme, ohne deren Kenntnis kein Fachmann der Nachrichtentechnik auskommen kann. Da bis auf wenige Ausnahmen keine speziellen Anwendungen beschrieben werden, beschränkt sich der Verfasser auf die konventionelle Röhrentechnik, deren Beherrschung ja auch eine Voraussetzung für eine Spezialisierung, z. B. auf Transistorschaltungen, ist.

Der Hauptteil befaßt sich mit dem NF-Verstärker und all seinen Arten und Problemen. Weiterhin werden u. a. behandelt: Verstärkungsregelung, Rückkopplung, Verzerrungen, Störspannung, Stromversorgung, HF- und Breitbandverstärker sowie sonstige Verstärkerarten.

Das Buch wendet sich besonders an den technischen Nachwuchs, wird jedoch auch dem qualifizierten Techniker ein oft benutztes Hilfsmittel sein. *Jancke*

Karl Geiger

Modulation

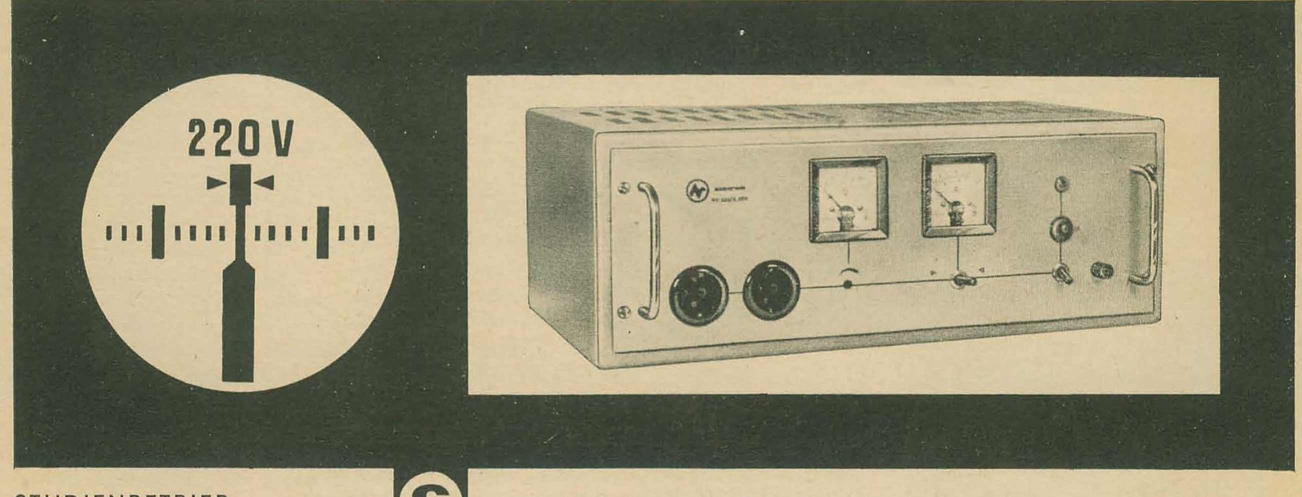
Elektronik für den Praktiker

VEB Verlag Technik, Berlin

114 Seiten, zahlreiche Bilder, broschiert 7,80 DM

Auch diese Ausgabe ist, ebenso wie der oben beschriebene Titel, besonders für den Lernenden und Studierenden geeignet. Dem Verfasser ist es gelungen, die Vorgänge der Modulation, die an sich sehr theoretischer Natur sind, in sehr anschaulicher Art darzustellen. In der vorliegenden Broschüre wurden die in der Praxis am häufigsten vorkommenden Modulationsarten, Amplituden- und Frequenzmodulation, ausführlich behandelt. Weitere Modulationsarten, wie Phasen-,





Puls- und Einseitenbandamplitudenmodulation, wurden kürzer beschrieben. Zum leichteren Verständnis wurde zuerst auf die physikalischen Vorgänge der Modulation und der Demodulation eingegangen. Daran schließt sich jeweils der mehr theoretische Teil des Frequenzspektrums an. Mathematische Ableitungen sind in einem besonderen Anhang zusammengefaßt. Anschauliche grafische Darstellungen erleichtern das Verstehen des ohnehin gut verständlichen Textes, so daß auch der mit dieser Thematik theoretisch nicht so vertraute Leser mit diesen an sich komplizierten Vorgängen schnell vertraut wird.
Die Broschüre ist allen Studierenden und Praktikern zu empfehlen. Angenehm empfindet der Leser das klare und schöne Schriftbild, das auch für die anderen Broschüren wünschenswert wäre. *Jancke*

Reinhardt

Die Elektrotechnik

7., unveränderte Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin

659 Seiten, zahlreiche Bilder, Lederin 18,50 DM

Das vorliegende Buch gibt einen Überblick über fast das gesamte Gebiet der Elektrotechnik, wobei neben den Grundlagen der Elektrotechnik auch elektrische Meßgeräte, Transformatoren, elektrische Maschinen, elektrochemische Vorgänge, Wärmewirkung des elektrischen Stromes, Lichttechnik, weitere Anwendungen der elektrischen Energie, wie Elektrowerkzeuge, Elektrofilter und -scheider, Funkentstörung, elektrische Bahnen behandelt werden. Weiterhin kann man sich noch über die Sachgebiete Fernsprechtechnik, Funktechnik, Fernsehtechnik, Funkmeßtechnik, industrielle Elektronik und Stromverteilungsanlagen sowie über die VDE-Bestimmungen informieren. Damit liegt eigentlich schon der Charakter dieses Buches fest. Es ist verständlich, daß man bei einem solchen Themenumfang die einzelnen Abschnitte nur äußerst knapp behandeln konnte. Man kann dieses Buch nicht als Nachschlagewerk bezeichnen, da ein solches Auskunft über technische Spezialprobleme gibt. Das vorliegende Buch ist vielmehr für Facharbeiter der Elektroindustrie, für Berufsschüler u. ä. geeignet, die ihr Allgemeinwissen hinsichtlich der Elektrotechnik erweitern möchten. Man muß sich fragen, ob es bei der raschen Zunahme der Teilgebiete der Elektrotechnik, die sich wiederum sehr stark ausbreiten, sinnvoll erscheint, ein auf solch breiter Grundlage aufgebautes Buch in Zukunft herauszugeben, aber der Leser entscheidet oftmals anders. Hierfür spricht die erstaunlich hohe 7. Auflage. *Orlik*

Otthermann Kronjäger

Formelsammlung für den Funkamateur

Band 21 der Broschürenreihe „Der praktische Funkamateur"

Deutscher Militärverlag, Berlin, 1963

74 Seiten, 64 Bilder, 18 Diagramme, 1,90 DM

Wenn eine Broschüre mit derart „trockener" Thematik nach einem knappen Jahr bereits eine Neuauflage erlebt, muß sie gut sein. Und das ist sie wirklich. Der Inhalt reicht von elementaren Zusammenhängen (Maßsystem) bis zu wichtigen Gleichungen der HF-Technik, aber auch wichtige Materialkonstanten (Widerstands-, Dielektrizitätskonstante usw.) sind in ihr enthalten.
Das erste Kapitel — der Zusammenhang zwischen mechanischen und elektrischen Größen — wird einige Theoretiker im DAMG nicht befriedigen. Die Darstellung Kronjägers entspricht aber durchaus der auch in der Zeitschrift radio und fernsehen geübten Praxis (Angabe von Gewichten in kp). Sehr sauber ist zu den Gleichungen die Dimension des Ergebnisses in eckigen Klammern angegeben. Beim Kondensator (S. 15) wäre es vielleicht nützlich, auch die veraltete Dimension cm mit aufzunehmen — sie findet sich gelegentlich noch in älteren Büchern, die dem Amateur in die Hände fallen (bei der Induktivität benutzte man sie ja auch).
Aus zahlreichen Gesprächen mit unserem Fachnachwuchs ist dem Rezensenten bekannt, daß oft noch die Anwendung der erlernten Rechenoperationen auf Probleme der Praxis Schwierigkeiten bereitet. Wir dürfen hoffen, daß Kronjägers Broschüre auch hier mithelfen wird, diese Erscheinung zu überwinden. *Streng*

33103